

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-095263

(43)Date of publication of application : 29.03.2002

(51)Int.Cl.

H02M 7/48  
F04B 49/06  
F04D 27/00  
H02P 5/28  
H02P 21/00  
H02P 5/41  
H02P 6/16  
H02P 6/06  
// F24F 11/02

(21)Application number : 2000-279581

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 14.09.2000

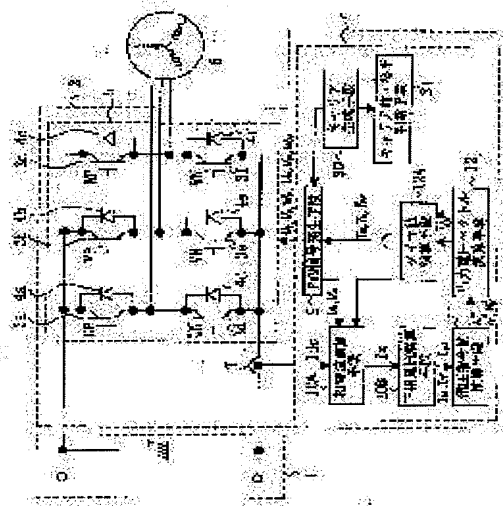
(72)Inventor : YABE MASAOKI  
SAKANOE KAZUNORI

(54) INVERTER DEVICE, COMPRESSOR DRIVE, REFRIGERATING AND AIR- CONDITIONING APPARATUS, AND CONTROL METHOD FOR INVERTER DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an inverter device capable of detecting instantaneous current of each phase of a motor even with a current detecting means as only one circuit on DC input side.

SOLUTION: This inverter device comprises a DC power source supplying DC power, an inverter main circuit consisting of a plurality of switching devices and connected to the DC power source, a current detecting means connected between the DC power source and the inverter main circuit and detecting instantaneous current, and a PWM signal generating means generating a PWM signal for ON/OFF controlling the plurality of switching devices based on the instantaneous current detected by the current detecting means, so that the instantaneous current is detected at least twice during one carrier cycle of the PWM signal.



\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1]DC power supply which supply direct current power, and an inverter main circuit which comprised two or more switching elements and was connected to said DC power supply, One current detecting means which is connected between said DC power supply and said inverter main circuit, and detects momentary current, A PWM signal generating means which generates a PWM signal for carrying out on-off control of said two or more switching elements based on momentary current detected by said one current detecting means, An inverter device detecting at least 2 times of momentary current in a preparation and 1 carrier periods of said PWM signal.

[Claim 2]One current detecting means which detects one momentary current information in the first half of 1 carrier periods of a PWM signal, and detects the remaining momentary current information in the second half of 1 carrier periods, A voltage vector generating means which generates either of the two voltage zero vectors in 1 carrier periods of a PWM signal in the first half of 1 carrier periods, and generates the remaining voltage zero vectors in the second half of 1 carrier periods, The inverter device according to claim 1 characterized by making it synchronize timing which detects said momentary current before predetermined time of timing which generates a preparation and said voltage zero vector.

[Claim 3]The inverter device according to claim 1 or 2 characterized by connecting a synchronous motor or an induction motor to an output side of an inverter main circuit, and making it drive.

[Claim 4]A compressor drive carrying an inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3.

[Claim 5]A refrigerating air conditioner carrying an inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3.

[Claim 6]In an inverter device which comprised two or more switching elements and was connected to DC power supply, A momentary current detecting step which detects two momentary current in 1 carrier periods by one current detecting means, A voltage vector output step which outputs a voltage vector based on two momentary current detected from said momentary current detecting step, A PWM signal generating step which generates a PWM signal for carrying out on-off control of said two or more switching elements based on a voltage vector outputted by said voltage vector output step, A control method of an inverter device carrying out on-off control of said two or more switching elements based on a PWM signal generated by preparation and said PWM signal generating step.

[Claim 7]A d-q shaft current arithmetic step which searches for d shaft current and q shaft current of a rotation direct coordinate system by an operation based on a size of two momentary current in 1 carrier periods detected by a momentary current detecting step, and information on a phase, A volts alternating current arithmetic step which calculates a pressure value of an exchange coordinate system by an operation based on d shaft current and q shaft current which were searched for by said d-q shaft current arithmetic step, A control method of the inverter device according to claim 6 carrying out on-off control of two or more switching elements based on a pressure value calculated by said volts alternating current arithmetic step.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]Momentary current control is performed in this invention.

Therefore, it is related with the refrigerating air conditioner carrying the compressor drive driven with the inverter device and the control method of driving a motor, and this inverter device, and this inverter device.

[0002]

[Description of the Prior Art]Drawing 16 is a figure showing the composition of the common conventional inverter. The U Aigami side switching element which constitute 1 in a DC power supply part, 2 is constituted by the inverter, and 3a comprises in the inverter 2 in a figure, The V Aigami side switching element and 3c 3b The W Aigami side switching element, U phase bottom switching element and 3e 3 d V phase bottom switching element, The reflux diode which was connected in parallel with the switching element 3 3 f as for W phase bottom switching element and 4, The inverter main circuit which consists of the switching element 3 and two or more reflux diodes 4a-4f of plurality [ 5 ], The current detecting means A which detects the current of one phase of the current with which 6 flows into a DC brushless motor and 7a flows into a DC brushless motor. The current detecting means B from which 7b detects the current of a different phase from the current detecting means 7a. The inverter control means to which 8 carries out on-off control of the switching elements 3a-3f in the inverter main circuit 5, and 9 are PWM signal generating means which generate the PWM signal for having in the inverter control means 8 and carrying out on-off control of the switching elements 3a-3f.

[0003]The operation in the inverter and DC brushless motor which were constituted as mentioned above is explained using drawing 16. In a figure, the inverter 2 detects the momentary current for two phase among the phase momentary current which flows into DC brushless motor 6 from the current detecting means 7a and the current detecting means 7b, The current value for a three phase circuit is calculated by an operation by the phase current calculating means 10 within the inverter control means 8 based on the momentary current  $I_u$ , for example, U phase momentary current, and V phase momentary current  $I_v$  for two detected phases. And it asks for output voltage commands which the inverter main circuit 5 outputs by the voltage command value calculating means 11 since DC brushless motor 6 is driven, such as a pressure value and a voltage phase, by an operation.

[0004]Then, the output voltage vector operation means 12 asks for a voltage vector by an operation based on the called-for output voltage command. PWM signal UP for carrying out on-off control of the switching elements 3a-3f of each phase by the PWM generating means 9 within the inverter control means 8 based on this voltage vector, VP, WP, UN, VN, and WN are generated and the on-off action of the switching elements 3a-3f is carried out based on this PWM signal. Electric power is supplied to DC brushless motor 6 from the inverter main circuit 5 by the on-off action of a switching element, and a DC brushless motor drives.

[0005]Drawing 17 is a figure showing the timing of the PWM signal in the control means of the common conventional inverter, and current detection. In a figure, a horizontal axis expresses

time and a vertical axis expresses the size of the chopping-sea modulation reference signal showing carrier periods, the ON/OFF state of the PWM signal for control of each switching element, and U phase current.

[0006]The maximum which can set up the timer of a PWM signal at the maximum of the chopping-sea modulation reference signal with which  $T_{max}$  expresses carrier periods, and  $T_0$  are the minimums which can set up the timer of a PWM signal at the minimum showing carrier periods of a chopping-sea modulation reference signal. UP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the U Aigami side switching element 3a, VP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the V Aigami side switching element 3b, WP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the W Aigami side switching element 3c, UN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of U phase bottom switching element 3d, VN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of V phase bottom switching element 3e, and WN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of W phase bottom switching element 3f.

[0007]As for U phase PWM timer value and  $T_v$ , V phase PWM timer value and  $T_w$  of  $T_u$  are W phase PWM timer values here, On the basis of a chopping-sea modulation reference signal, when a timer value is larger than a chopping-sea modulation reference signal, the PWM signal for control of the upper part switching elements 3a-3c will be in an ON state, and the bottom switching elements [ 3d-3f ] PWM signal for control will be in an OFF state. Conversely, when a timer value is smaller than a chopping-sea modulation reference signal, the PWM signal for control of the upper part switching elements 3a-3c will be in an OFF state, and the bottom switching elements [ 3d-3f ] PWM signal for control will be in an ON state.  $I_u$  shows U phase current which flows into DC brushless motor 6 detected from the current detecting means 7a by 3-f switching operation from the above-mentioned switching element 3a.

[0008]The PWM timer value  $T_u$  of each phase obtained from the voltage command value calculated like drawing 16 before since voltage was generated in each phase, PWM signal UP for carrying out on-off control of the switching element groups 3a-3f which compared the chopping-sea comparison modulation reference signal, and were connected to U, V, and W each phase in  $T_v$  and  $T_w$ , VP, WP, UN, VN, and WN have been obtained.

[0009]The timing which performs current detection at this time is a mountain of a chopping-sea modulation reference signal, or the timing of a valley, as shown in drawing 16. That is, it is a time of chopping-sea modulation reference signals being the maximum and the minimum. To this timing, a part for two phases of the phase momentary current which flows into DC brushless motor 6 by the current detecting means 7a and 7b is detected. Then, based on the phase momentary current information for two obtained phases, the phase current calculates by the phase current calculating means 10, and the voltage command for driving DC brushless motor 6 calculates by voltage command \*\*\*\*\* 11, and is called for. And vector operation of output voltage is performed by the vector operation means 12, a PWM signal is generated by the PWM generating means 9, and ON and OFF control carry out the switching element groups 3a-3f.

[0010]It is not few, also when the momentary current for two detected phases is changed into 2 phase coordinate systems of the d-q axis which is a rotation direct coordinate system and the inverter is being controlled conventionally. An example of the control block diagram in this case is shown in drawing 18. Drawing 18 is a figure showing an example of inverter control block by d-q axis conversion. The three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means by which 20 changes momentary current information into a d-q axis 2 phase-rotation direct coordinate system from a three-phase-alternating-current coordinate system in a figure, The voltage command calculating means in which 21 calculates 2 phase-voltage command value from 2 phase momentary current, the 2 phase-3 phase coordinate transformation means by which 23 changes 2 phase voltage instructions into a three-phase-alternating-current coordinate system from 2 phase rotation coordinate systems, and 9 are PWM signal generating means which change a three-phase-circuit voltage command value into a PWM signal.

[0011]Operation of control block in drawing 18 is explained below. By the two current detecting means 7a and 7b, the momentary current information  $I_u$  for two phases,  $I_v$  is detected simultaneously and it is changed into the current value  $I_d$  of a d-q axis 2 phase coordinate system, and  $I_q$  by the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20 using

the electrical angle phase  $\theta$  when the momentary current information  $I_u$  for two phases, and  $I_v$  and the momentary current for two phases are acquired.

[0012] In the voltage command calculating means 21, it asks for voltage command value  $V_d^*$  required since the inverter main circuit 5 drives DC brushless motor 6 using the current value  $I_d$  of a d-q axis 2 phase coordinate system, and  $I_q$ , and  $V_q^*$  by an operation. Voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  are changed into a U-V-W axis three-phase-circuit coordinate system from a d-q axis 2 phase coordinate system by the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22, and voltage command value  $V_u^*$ ,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  are called for. Voltage command value  $V_u^*$ ,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  are changed into PWM control signal UP for carrying out on-off control of the switching element group 3 by the PWM generating means 9, VP, WP, UN, VN, and WN.

[0013] Drawing 19 is a lineblock diagram showing the conventional common inverter for a direct-current brushless-motor drive shown in JP,8-126379,A. In a figure, as for 1, the U Aigami side switching element and 3b DC power supply and 3a The V Aigami side switching element, 3c the W Aigami side switching element and 3 d U phase bottom switching element, 3e V phase bottom switching element and 3 f W phase bottom switching element, The reflux diode connected in parallel with the switching elements 3a-3f 4a-4f, As for U phase stator winding of DC brushless motor 6, and 14, 6 is [ W phase stator winding of DC brushless motor 6 and 16 ] the rotators of DC brushless motor 6 V phase stator winding of DC brushless motor 6, and 15 a DC brushless motor and 13.

[0014] 70 is the current detecting means established between DC power supply 1 and each switching elements 3a-3f, and comprises the operational amplifier 71, the negative feedback resistance 72, and the current sensing resistor 73. The A/D converter with which 74 was provided in the microcomputer and 75 was provided in the microcomputer 74, the calculating means by which 76 was provided in the microcomputer 74, and 77 are drive circuits which drive the switching elements 3a-3f.

[0015] Next, operation of the conventional common inverter for a direct-current brushless-motor drive shown in JP,8-126379,A shown in drawing 19 is explained below. The current detected by the current detecting means 70 is changed into a digital signal with A/D converter 75. The calculating machine 76 calculates the phase commutation timing of motor current based on the current value which digitized with A/D converter 75, and outputs switching signal UP for carrying out on-off control of the switching elements 3a-3f of an inverter, VP, WP, UN, VN, and WN. Based on the switching signal outputted from the calculating machine 76, the drive circuit 77 carries out energization ON/OFF, and drives the switching elements 3a, 3b, 3c, 3d, 3e, and 3f every 120 degrees, respectively.

[0016] The above-mentioned conventional inverter detects the current outputted from DC power supply 1 by the current detecting means 70, The polarity of the rate of change over the time of the current was detected, polar reversing time was measured based on the detecting signal, time was obtained as magnetic pole position estimation information of the rotator 16 of DC brushless motor 6, and the timing of the phase commutation of the current of a DC brushless motor has been obtained based on the information.

[0017]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the above conventional technologies, since a current detecting means, for example, the direct-current transformer, a current detecting circuit, etc. for detecting the phase momentary current which flows into a DC brushless motor are needed by at least 2 phases, a current detecting means serves as a high cost greatly [ it is complicated and ]. Generally, a miniaturization and low cost-ization are desired and, as for the inverter carried in consumer electronics etc., it is desirable to have the easiest possible composition.

[0018] In order to simplify current detection, when it is considered as one current detecting means, the required momentary current information for asking for a voltage command for current information to drive a DC brushless motor since only one is obtained is not acquired, and a DC brushless motor cannot be driven.

[0019] It is controlling by the conventional common inverter for a direct-current brushless-motor drive shown in JP,8-126379,A shown in drawing 19 by the square wave energization method

which presumes the magnetic pole position of the rotator of a DC brushless motor from the induced voltage produced in the non-energized sections of an inverter. In this inverter, the commutation timing of the current of a DC brushless motor is calculated using direct-current information, and the switching signal which controls an inverter is acquired. Therefore, in this method, only square wave energization can respond and energization (sinusoidal energization) cannot be performed in respect of efficiency and noise 180 more effective degrees than square wave energization.

[0020] This invention is made in order to solve the above-mentioned problem, and it acquires a current detecting means for a reliable inverter device with easy composition. A small inverter device is obtained. An efficient inverter device is obtained. The inverter device of a low noise is obtained. The inverter and inverter control method which can control a motor by one current detecting means by energization 180 degrees are provided. A small and reliable compressor drive and refrigerating air conditioner are obtained.

[0021]

[Means for Solving the Problem] The inverter device of this invention according to claim 1, DC power supply which supply direct current power, and an inverter main circuit which comprised two or more switching elements and was connected to DC power supply, One current detecting means which is connected between DC power supply and said inverter main circuit, and detects momentary current, It has a PWM signal generating means which generates a PWM signal for carrying out on-off control of two or more switching elements based on momentary current detected by one current detecting means, and at least 2 times of momentary current is detected in 1 carrier periods of a PWM signal.

[0022] The inverter device of this invention according to claim 2, One current detecting means which detects one momentary current information in the first half of 1 carrier periods of a PWM signal, and detects the remaining momentary current information in the second half of 1 carrier periods, A voltage vector generating means which generates either of the two voltage zero vectors in 1 carrier periods of a PWM signal in the first half of 1 carrier periods, and generates the remaining voltage zero vectors in the second half of 1 carrier periods, It is made to synchronize timing which detects momentary current before predetermined time of timing which generates a preparation and the voltage zero vector.

[0023] The inverter device of this invention according to claim 3 connects a synchronous motor or an induction motor to an output side of an inverter main circuit, and it is made to drive it.

[0024] It is made for the compressor drive of this invention according to claim 4 to carry an inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3.

[0025] It is made for the refrigerating air conditioner of this invention according to claim 5 to carry an inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3.

[0026] A control method of the inverter device of this invention according to claim 6, In an inverter device which comprised two or more switching elements and was connected to DC power supply, A momentary current detecting step which detects two momentary current in 1 carrier periods by one current detecting means, A voltage vector output step which outputs a voltage vector based on two momentary current detected from a momentary current detecting step, A PWM signal generating step which generates a PWM signal for carrying out on-off control of two or more switching elements based on a voltage vector outputted by voltage vector output step, Based on a PWM signal generated by preparation and a PWM signal generating step, it is made to carry out on-off control of two or more switching elements.

[0027] A control method of the inverter device of this invention according to claim 7, A d-q shaft current arithmetic step which searches for d shaft current and q shaft current of a rotation direct coordinate system by an operation based on a size of two momentary current in 1 carrier periods detected by a momentary current detecting step, and information on a phase, It is made to carry out on-off control of two or more switching elements based on a pressure value calculated by volts alternating current arithmetic step which calculates a pressure value of an exchange coordinate system by an operation based on d shaft current and q shaft current which were searched for by a d-q shaft current arithmetic step, and a volts alternating current arithmetic step.

[0028]

[Embodiment of the Invention] Embodiment 1. drawing 1 is a lineblock diagram of the inverter showing the embodiment of the invention 1. The U Aigami side switching element which constitute 1 in a DC power supply part, 2 is constituted by the inverter, and 3a comprises in the inverter 2 in a figure, The V Aigami side switching element and 3c 3b The W Aigami side switching element, U phase bottom switching element and 3e 3 d V phase bottom switching element, The reflux diode which was connected to W phase bottom switching element 3 f, and was connected with the switching elements 3a-3f 4a-4f at parallel, respectively, It is a current detecting means which detects the current into which the inverter main circuit where 5 is constituted by two or more switching elements 3a-3f and two or more reflux diodes 4a-4f, and 6 flow into through a DC brushless motor, and 7 flows through the DC part of an inverter.

[0029] The inverter control means to which 8 carries out on-off control of the switching elements 3a-3f in the inverter main circuit 5, The PWM signal generating means which generates the PWM signal for 9 being provided in the inverter control means 8, and carrying out on-off control of the switching elements 3a-3f, 10A is a phase momentary current calculating means which searches for the phase momentary current which flows into DC brushless motor 6 by an operation based on the momentary current information which was established in the inverter control means 8 and detected by the current detecting means 7.

[0030] The three-phase-circuit current calculating means which searches for the current for a three phase circuit by an operation based on the current of two phases which 10B calculated by the phase current calculating means, The voltage command value calculating means which calculates an output voltage command value for 11 to drive a motor based on the current for the three phase circuit from a three-phase-circuit current calculating means by an operation, An output voltage vector operation means by which 12 calculates an output voltage vector based on the voltage command value calculated by the voltage command value calculating means 11, 12A is a timer value calculating means which calculates the ON time timer value of a switching element by an operation from the output voltage vector searched for by the output voltage vector operation means. A carrier generation means by which 30 generates the career of a PWM signal, and 31 are decision means career front and the second half in which it is judged whether they are that it is the first half of the 1 carrier periods now, or the second half based on the information on the career by which it was generated from the carrier generation means 30.

[0031] Drawing 2 is a figure showing the timing of the PWM signal in the control means of the inverter of this invention, and current detection, and shows the detecting method and detection timing which detect the momentary current information for two phases in 1 carrier periods. In a figure, a horizontal axis expresses time and a vertical axis expresses the size of the chopping-sea modulation reference signal showing carrier periods, the ON/OFF state of the PWM signal for control of each switching element, and the size of current detected.

[0032] The maximum which can set up the timer of a PWM signal at the maximum of the chopping-sea modulation reference signal with which Tmax expresses carrier periods, and T0 are the minimums which can set up the timer of a PWM signal at the minimum showing carrier periods of a chopping-sea modulation reference signal. UP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the U Aigami side switching element 3a, VP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the V Aigami side switching element 3b, WP The ON/OFF state of the PWM signal for control of the W Aigami side switching element 3c, UN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of U phase bottom switching element 3d, VN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of V phase bottom switching element 3e, and WN expresses the ON/OFF state of the PWM signal for control of W phase bottom switching element 3f.

[0033] As for U phase PWM timer value and Tv, V phase PWM timer value and Tw of Tu are W phase PWM timer values here, On the basis of a chopping-sea modulation reference signal, when a timer value is larger than a chopping-sea modulation reference signal, the PWM signal for control of the upper part switching elements 3a-3c will be in an ON state, and the bottom switching elements [ 3d-3f ] PWM signal for control will be in an OFF state. Conversely, when this timer value is smaller than a chopping-sea modulation reference signal, the PWM signal for control of the upper part switching elements 3a-3c will be in an OFF state, and the bottom



switching elements [ 3d-3f ] PWM signal for control will be in an ON state.  $I_{dc}$  shows the current which flows into DC brushless motor 6 detected from the current detecting means 7 by 3-f switching operation from the above-mentioned switching element 3a.

[0034] V0-V7 are voltage vectors outputted by the output voltage vector operation means 12, and they are explained using drawing 3 and drawing 4. Drawing 3 is an explanatory view showing the vector pattern which an inverter outputs. In a figure, the state where V4 impresses voltage to U phase, the state where V3 impresses voltage to W phase and V phase, the state where V2 impresses voltage to V phase, the state where V5 impresses voltage to U phase and W phase, the state where V1 impresses voltage to W phase, and V6 express with U phase and V phase the state of impressing voltage. V0 and V7 are the zero vectors, V0 is in the state of impressing voltage to no phase, V7 is in the state of impressing voltage to U phase, V phase, and W phase, and voltage does not generate V0 and V7 in correlation.

[0035] Here, drawing 4 and drawing 5 explain the direction into which the ON/OFF state of each switching element 3a husks f at the time of the state of V4 and V6 and current flow. Drawing 4 is an explanatory view showing a switching elements [ in the inverter 2 in case a vector pattern is V4 / 3a-3f ] state, and the course into which current flows. Drawing 5 is an explanatory view showing a switching elements [ in the inverter 2 in case a vector pattern is V6 / 3a-3f ] state, and the course into which current flows.

[0036] In drawing 4 and drawing 5, a portion the same as that of drawing 1 or considerable attaches the same number, and explanation is omitted. U phase stator winding of DC brushless motor 6 and 14 show V phase stator winding of DC brushless motor 6, 15 shows W phase stator winding of DC brushless motor 6, and, as for a DC brushless motor and 13, 6 shows the rotator of DC brushless motor 6 16.

[0037] Drawing 4 is a time of a vector pattern being V4, and is in the state where the bottom switching elements 3e and 3f of the upper part switching element 3a of U phase, V phase, and W phase are set to ON. The current which flows through the inverter 2 at this time results [ from the right side of DC power supply 1 ] in U phase winding 13 of DC brushless motor 6 via the U Aigami side switching element 3a. And V phase winding 14 and W phase winding 15 are passed, and it flows into the negative side of DC power supply via V phase and W phase bottom switching elements 3e and 3f. Therefore, the current detected in the current detecting means 7 flows from U phase winding 13, and in order to divide and flow into V phase winding 14 and W phase winding 15, the current which flows into U phase, i.e.,  $+I_u$ , will be detected. Here, the case where the case where it flows into the motor 6 is flowed out from right (+) and the motor 6 is made into negative (-). The current state of this  $+I_u$  is expressed as the vector V4.

[0038] Similarly, drawing 5 expresses the case of the vector pattern V6, and is in the state where the upper part switching elements 3a and 3b of U phase and V phase and the bottom switching element 3f of W phase are set to ON. The current which flows into the inverter 2 at this time results [ from the right side of DC power supply 1 ] in U phase winding 13 and V phase winding 14 via U phase and the V Aigami side switching elements 3a and 3b. And it results in the negative side of DC power supply via W phase bottom switching element 3f through W phase winding 15. Since the current detected in the current detecting means 7 at this time flows from U phase winding 13 and V phase winding 14 and flows out from W phase winding 15, the current which flows out from W phase, i.e.,  $-I_w$ , will be detected, and he is trying to express this state with the vector V6.

[0039] These relations were shown in drawing 8. Drawing 8 is a figure showing the state of ON/OFF of each switching elements 3a-3f corresponding to the output voltage vectors V0-V7 of an inverter, and the phase current detected. Namely, also in the vector pattern V4 mentioned above and other vector patterns other than V6, it is the same as that of V4 and V6, The state of ON/OFF of the switching elements 3a-3f at the time of each vector pattern is as drawing 8. The current detected at the time of the vector pattern V1 is current  $+I_w$  which flows into W phase, The current detected at the time of the vector pattern V2 is current  $+I_v$  which flows into V phase, the current detected at the time of the vector pattern V3 is current  $-I_u$  which flows out from U phase, and the current detected at the time of the vector pattern V5 serves as current  $-I_v$  which flows out from V phase.

[0040]As shown in drawing 2, it is got blocked and the zero vector V0 of PWM signal UP, VP and WP by which it is generated in 1 carrier periods, UN, VN, and WN, V7, and the section when ON or UP, VP, and WP serve as OFF simultaneously in UP, VP, and WP occur twice in 1 carrier periods. He generates either among these two zero vector V0 and V7 in the first half of 1 carrier periods, and is trying to generate another side in the second half in this embodiment. By a diagram, the case where generate V0 and V7 is generated in the second half in the first half is shown.

[0041]As shown in drawing 16, conventionally the point order of the maximum of the chopping-sea modulation reference signal which is the timing which can perform current detection, and the minimum has become non-energized sections, i.e., the zero vector, and current cannot be detected. So, the generating timing of the zero vector is shifted in this embodiment, As either of before and after the point of the maximum of the chopping-sea modulation reference signal which is the timing which can perform current detection, and the minimum is not the zero vector, zero electric current is not detected but it can be made to perform current detection in vectors other than the zero vector. Namely, as the zero vector is generated after current detection or the zero vector is generated before current detection, it keeps from being the zero vector at the time of current detection.

[0042]One example of the means which shifts the generating timing of the zero vector here is explained. In the timing of a PWM signal [ in / as shown in drawing 16 / the conventional common inverter ], and current detection, For example, a case is explained that the zero vector V0 occurs from the timing from which the timing which the zero vector V0 generated in the second half of a career generates is delayed only for  $T_v/2$  hours, and the chopping-sea modulation reference signal which is current detection timing serves as the maximum.

[0043]In this case,  $T_v/2$  hours are subtracted from the timer value  $T_u$  of each phase,  $T_v$ , and  $T_w$ , and it is added to the timer value  $T_u$ ,  $T_v$ , and  $T_w$  in the second half of a career in the first half of a career. Thereby, each phase switching elements [ in the first half of a career / 3a-3f ] ON/OFF timing becomes late by  $T_v/2$  hours, and each phase switching elements [ in the second half of a career / 3a-3f ] ON/OFF timing becomes late [  $0.5$  minutes of  $T_v(s)$  ]. Therefore, it becomes possible to shift the generating timing of the zero vector by  $T_v/2$  hours. If it does in this way, it will become possible to distribute the zero vectors V0 and V7 in the first half and the second half of career 1 cycle, respectively. The timing chart in the state (it shifted) where the generating timing of this zero vector was delayed only for  $T_v/2$  hours is drawing 2.

[0044]Next, it becomes possible to detect the two direct-current momentary current  $I_{dc}$  generated at the time of the zero vector V0 generated in 1 carrier periods, and vectors other than V7 by synchronizing the current sampling time of the current detecting means 7 before two predetermined time of zero vector generating timing. At drawing 2, when the vector pattern which an inverter outputs is \*\* V6, and when the vector pattern which an inverter outputs is \*\* V4, direct-current momentary current information can be detected in the second half of carrier periods in the first half of carrier periods, respectively.

[0045]Here, predetermined time expresses time shorter than the generating time when a voltage vector with the shorter generating time of the voltage vectors generated before the zero vector occurs occurs. This predetermined time expresses time shorter than the time which has generated V4 which is a voltage vector with the shorter generating time of the voltage vectors V6 before generating of the voltage vector V4 before generating of the zero vector V0 in the first half of a career, and the zero vector V7 in the second half of a career in drawing 2. Having set predetermined time as time shorter than the time which has generated V4 here, If predetermined time excels rather than the time which has generated V4, in the case of drawing 2, momentary current will be detected in the first half and the second half of 1 carrier periods at the time of the same voltage vector (V6) or the zero vector (V0, V7), for example, It is because it becomes impossible to detect the momentary current at the time of a different voltage vector which is not the zero vector and it becomes impossible to presume the current for a three phase circuit. The momentary current sampling period is set as the same time interval as the half cycle of a career.

[0046]Here, the phase momentary current which flows into DC brushless motor 6 can ask for of

which phase it is a thing from drawing 8 from the vector pattern which the inverter was outputting to the timing which sampled two acquired direct-current momentary current and direct-current momentary current.

[0047] If the relation between the phase current which flows into the motor 6, and a direct current detected by the current detecting means 7 is illustrated, it will become like drawing 6. Drawing 6 is a key map showing the relation between the phase current and a direct current. In the figure, the direct-current waveform detected by the phase current waveform and the current detecting means 7 into which a horizontal axis flows into through time and a vertical axis flows through each phase is expressed. A direct-current waveform is expressed as a curve with which all the phases were connected by + side in the form which the portion of the negative side (- side) of a phase current waveform reversed.

[0048] Since the bottom switching elements 3d, 3e, and 3f of one or U, V, and W phase become [ a vector pattern ] off altogether at the time of the zero vector of V0 and V7 in the upper part switching elements 3a, 3b, and 3c of U, V, and W phase, current does not flow into DC power supply part 1. Therefore, in the current detecting means 7, since the phase current is undetectable, it is made to synchronize, just before generating the zero vector V0 and V7, and is made to sample direct-current momentary current. However, if means, such as a microcomputer which the timing of a current sampling can set up freely and can be sampled at the time of the vector which is not the zero vector, are used, It is not necessary to sample just before zero vector generating, and as long as it is at the time of two vectors which are not the zero vector, it may sample any time.

[0049] Usually, as explained above, the current detected by the current detecting means 7 in drawing 1 is detected from + side of DC power supply 1 considering the direction which flows into - side as positive. However, although it will flow into + side through the current detected by the current detecting means 7 at the time of the regenerative operation of DC brushless motor 6 from the counter direction, i.e., - of DC power supply 1, side with the above, it cannot be overemphasized that the same phase current detection is possible at the time of this regenerative operation.

[0050] The flow of the control action of the inverter by above-mentioned this invention is explained using drawing 7. Drawing 7 is a flow chart figure showing a control flow of the inverter of this invention. The career order half judging process step ST1 judges half career order to be in a figure, A direct-current detecting step when ST2 judges it as the first half of a career in ST1, ST3 is a phase current data-processing step which calculates the phase current in the first half of a career using the direct-current information detected in ST2, and the voltage vector information on PWM signal generating step ST8 mentioned later and for which it asks.

[0051] A direct-current detecting step when ST10 judges it as the second half of a career in ST1, The phase current data-processing step for which ST11 calculates the phase current in the second half of a career using the direct-current information detected in ST10, and the voltage vector information on PWM signal generating step ST8 mentioned later, and it asks, ST4 is a three-phase-circuit current arithmetic step which calculates and searches for the current for a three phase circuit from the phase current for two phases called for in ST3 and ST11.

[0052] ST5 are a voltage command value data-processing step and a career half cycle judgment step ST6 judges it to be whether the PWM generation processing step ended PWM timer value data-processing step and ST8, and the half cycle of the career ended ST9 for output voltage vector operation processing step and ST7.

[0053] First, the first half or the second half of carrier periods is judged by career order half judging process step ST1 immediately after changing into a digital value the current value detected by the current detecting means 7 by an A/D conversion means (not shown). When it is a result of career order half judging process step ST1 in the first half, current value Idc1 changed into the digital value by the A/D conversion means in direct-current detection processing step ST2 in processing in the first half of a career is detected.

[0054] In phase current arithmetic step ST3. From the relation of the inverter output vector and the phase current which were shown in drawing 8 based on the outputted voltage vector Va (equivalent to either of V0-V7) in PWM signal generating step ST8, the phase current which can

be acquired by direct-current value  $I_{dc1}$  obtained by ST2. The current of a predetermined plane 1 is searched for from the phase current information which a voltage vector can detect at the time of  $V_a$ . Drawing 8 is a figure showing the relation between an inverter output vector and the phase current acquired here. It can be known whether the current information which the voltage vector which an inverter outputs can acquire from the direct current  $I_{dc}$  detected at the time of  $V_a$  (any 1 of  $V_0$ – $V_7$ ) is equivalent to the thing of which phase.

[0055]When it is a result of career order half judging process step ST1 in the second half, current value  $I_{dc2}$  changed into digital value by the A/D conversion means in direct-current detection processing step ST10 in processing in the second half of a career is detected.

[0056]And in phase current arithmetic step ST11. From the relation of the inverter output vector and the phase current which were shown in drawing 8 based on the outputted voltage vector  $V_b$  (equivalent to any different one from  $V_a$  of  $V_0$ – $V_7$ ) in PWM signal generating step ST8, the phase current which can be acquired by direct-current value  $I_{dc2}$  obtained by ST10. The current of a predetermined plane 1 is searched for from the phase current information which a voltage vector can detect at the time of  $V_b$ . And the phase current  $I_u$  for the three phase circuit of DC brushless motor 6,  $I_v$ , and  $I_w$  are calculated by an operation in ST4 using the current for two phases obtained by ST3 and ST11.

[0057]In voltage command value data-processing step ST5, it asks for output voltage command value  $V_u^*$  for a DC brushless motor drive,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  by an operation from the three-phase-circuit part current  $I_u$  of called-for DC brushless motor 6,  $I_v$ , and  $I_w$ . In output voltage vector operation processing step ST6, it asks for output voltage vector  $V_x^*$  by an operation from output voltage command value  $V_u^*$  called for by ST5,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$ . In timer value arithmetic step ST7, the ON time timer value  $T_u$  of the upper part switching element of each phase,  $T_v$ , and  $T_w$  are calculated by an operation from output voltage vector  $V_x^*$  called for by ST6. In PWM generating means ST8, the reference signal for chopping-sea abnormal-conditions comparison is compared with the ON time timer value  $T_u$  of each phase called for by ST7,  $T_v$ , and  $T_w$ , and PWM signal UP for each switching elements [ 3a–3f ] on-off control, VP, WP, UN, VN, and WN are calculated.

[0058]Here, in each phase ON time timer value data-processing step ST7,  $V_x^*$  called for from the output voltage command as shown in drawing 9 is decomposed into the two vectors  $V_a$  near  $V_x^*$ ,  $V_b$  and the zero vector  $V_0$ , and  $V_7$  among  $V_0$  shown in drawing 3 –  $V_7$  vectors. Drawing 9 is a figure for explaining the output voltage vector of an inverter. The relation of this output voltage vector is equivalent to the timing chart of the conventional inverter shown in drawing 16. Like drawing 17, each divided output vector  $V_0$ ,  $V_a$  (the inside of a figure  $V_4$ ),  $V_b$  (the inside of a figure  $V_6$ ), and  $V_7$  are divided into the first portion and the latter half part of a career focusing on the valley of a chopping-sea abnormal-conditions reference signal, or the portion of a mountain.

[0059]However, like before, if current-detection-timing order is the zero vector, detectable current serves as zero and it cannot acquire the phase current. therefore, he shifts the generating timing of the zero vector and is trying to detect current in this invention at the time of the vector ( $V_1$ – $V_6$ ) as for which the zero vector ( $V_0$ ,  $V_7$ ) does not come out For that purpose, in addition to  $V_0$  which generates the zero vector  $V_0$  generated in the latter half part in the second half of a career in the first portion in the first half of a career, summarize  $V_0$  to the first portion in the first half of a career, and it is generated, The timer value was changed so that the zero vector  $V_7$  generated in the latter half part in the first half of a career might be summarized to the first portion in the second half of a career and it might be made to generate, and the generating timing of the zero vector is shifted.

[0060]Here, change of the timer value for shifting the zero vector is explained using drawing 2 and drawing 17. For example, in order to shift the zero vector  $V_0$  generated in the latter half part in the second half of a career to the first portion in the first half of a career in drawing 17. What is necessary is to delay the off-timing of the upper part switching element 3a, and the on-timing of the bottom switching element 3d only for  $T_v$  02 hours, What is necessary is only for  $T_v$  02 hours to enlarge the timer set value  $T_u$  only the second half of a career, as shown in drawing 2 for that purpose, and to make only  $T_v$  02 hours small only the first half of a career. That is,

although the timer set value is conventionally the same at half career order, the timer set value is set up in this invention differ in the first half and the second half of a career.

[0061]What is necessary is similarly, just to also set up the timer set value  $T_v$  and  $T_w$  so that only the second half of a career is enlarged only for  $T_v$  02 hours in the first half and the second half of a career, and it may be differed in a preset value in the first half and the second half of a career, as a timer set value is made [ only the first half of a career ] small only for  $T_v$  02 hours. Since the zero vector  $V_0$  and the generating timing of  $V_7$  are overdue only for  $T_{0v2}$  hours as by doing so shows to drawing 2,  $V_0$  is generated in the first portion in the first half of a career as a result and  $V_7$  comes to occur in the first portion in the second half of a career, It becomes possible to make it generate the zero vector immediately after detecting current, and two current information which is not the zero vector can be acquired in 1 carrier periods. What is necessary is here, it to be good not to be two independently as for the momentary current detected in 1 carrier periods by a current detecting means, and for what is necessary just to be more than two (2 times), and to use only two momentary current, sorting out it from them, when not required.

[0062]As mentioned above, by detecting the phase momentary current which flows into a DC brushless motor into 1 carrier periods twice [ at least ] (two) by one current detecting means, structure is easy, and since the number of sensing devices can moreover be reduced, a reliable inverter device is obtained. It becomes possible to search for the momentary current of other phases other than 2 phases by detecting two different phase momentary current which is not the zero vector between two phase momentary current, calculating the phase momentary current for two phases, and calculating from the momentary current for the two phases (the numerals of the sum of the momentary current of two phases are reversed). Therefore, since the momentary current for a three phase circuit can be searched for by the simple structure by one current detecting means, composition is easy and the inverter device provided with two or more current detecting means and the low cost inverter device which has the reliability more than equivalent are obtained.

[0063]Embodiment 2. drawing 10 shows the control block diagram in the inverter control means in Embodiment 2. In a figure, 20 the detected momentary current information from the three-phase-alternating-current coordinate system of U-V-W. The three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means changed into 2 phase-rotation direct coordinate system of a d-q axis, They are a voltage command calculating means in which 21 calculates 2 phase-voltage command value from 2 phase momentary current, a 2 phase-3 phase coordinate transformation means by which 22 changes 2 phase-voltage command value into a three-phase-circuit coordinate system from 2 phase coordinate systems, and a PWM signal generating means which changes a voltage command into a PWM signal as drawing 1 explained 9.

[0064]Operation of control block shown in drawing 10 is explained below. The two momentary current values  $I_{dc1}$  and  $I_{dc2}$  detected by the current detecting means 7 in drawing 1 to the timing shown in drawing 2, The phase momentary current information which flows into DC brushless motor 6 by the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20 is changed into the current values  $I_d$  and  $I_q$  of 2 phase-rotation direct coordinate system of a d-q axis from the three-phase-circuit coordinate system of U-V-W using the phases  $\theta_{11}$  and  $\theta_{12}$  of an electrical angle when these two momentary current values are detected.

[0065]And it asks for voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  which the inverter main circuit 5 outputs by the voltage command calculating means 21 since DC brushless motor 6 is driven by an operation using the momentary current values  $I_d$  and  $I_q$  changed into the d-q axis 2 phase coordinate system. And by the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22, voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  are changed into phase voltage command value  $V_u^*$  of the three-phase-circuit coordinate system of U-V-W,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  from a d-q axis 2 phase coordinate system. Phase voltage command value  $V_u^*$ ,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  are changed into PWM control signal UP for carrying out on-off control of the switching elements 3a-3f by the PWM generating means 9, VP, WP, UN, VN, and WN.

[0066]Here, a control flow of the inverter control means in Embodiment 2 which can be set is explained using the flow chart shown in drawing 11. Drawing 11 is a flow chart figure showing a

control flow of the inverter of this invention.

[0067] In a figure, ST21 are direct-current detection and electrical angle phase detection and an output voltage vector detection processing step, and a phase current conversion process step [ in / the first half of a career / in ST23 / processing ]. [ in / the first half of a career / in career order half judging process step and ST22 which judges half career order / processing ] Direct-current detection processing, electrical angle phase detection processing, and an output voltage vector detection processing step, [ in / in ST25 / second half processing of a career ] ST26 are a phase current conversion process step in processing, and a d-q coordinate transformation processing step which ST24 changes into a d-q axis 2 phase coordinate system from a three-phase-circuit coordinate system in the second half of a career.

[0068] The current value  $I_d$  of the d-q axis asked for ST31 by d-q coordinate transformation processing step ST24, The voltage command value data-processing step which asks for voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  by an operation by  $I_q$ , ST32 Voltage command value  $V_d^*$  of a d-q axis 2 phase coordinate system, voltage command value  $V_u^*$  of  $V_q^*$  to a three-phase-circuit coordinate system, Reverse d-q axis conversion process step and ST33 changed into  $V_v^*$  and  $V_w^*$  Voltage command value  $V_u^*$  of a three-phase-circuit coordinate system, Timer value data-processing step and ST35 is an PWM generating step output voltage vector operation processing step and ST34 which asks for output voltage vector  $V_x^*$  by an operation from  $V_v^*$  and  $V_w^*$ .

[0069] First, the first half or the second half of carrier periods is judged by career order half judging process step ST21 immediately after changing into a digital value the current value detected by the current detecting means 7 by an A/D conversion means. When it is a result of career order half judging process step ST21 in the first half, Current value  $I_{dc1}$  changed into the digital value by the A/D conversion means in direct-current detection processing, electrical angle phase detection processing, and output voltage vector detection processing step ST22, The electrical angle phase  $\theta_1$  at the time of current detection and the output voltage vector  $V_a$  (1 of  $V_1$ - $V_6$ ) currently outputted when the A/D conversion of the current was carried out are held. In phase current conversion method step ST23, current  $I_{x1}$  of a predetermined plane 1 is calculated from the phase current information [ relation / of the inverter output vector and direct current which were shown in drawing 8 based on direct-current value  $I_{dc1}$  and the output voltage vector  $V_a$  which were acquired by ST22 ] which an output voltage vector can detect at the time of  $V_a$ .

[0070] When it is a result of career order half judging process step ST21 in the second half, Current value  $I_{dc2}$  changed into the digital value by the A/D conversion means in direct-current detection processing, electrical angle phase detection processing, and output voltage vector detection processing step ST25, The electrical angle phase  $\theta_2$  at the time of current detection and the output voltage vector  $V_b$  (one except what was held by  $V_a$  of  $V_1$ - $V_6$ ) currently outputted when the A/D conversion of the current was carried out are held. In phase current converting step ST26, current  $I_{x2}$  of a predetermined plane 1 is calculated from the phase current information [ relation / of the inverter output vector and direct current which were shown in drawing 8 based on direct-current value  $I_{dc2}$  and the output voltage vector  $V_b$  which were acquired by ST25 ] which an output voltage vector can detect at the time of  $V_b$ .

[0071] And in d-q coordinate transformation processing step ST24. Current value  $I_{x1}$  of two phases obtained by ST23 and ST26,  $I_{x2}$ , and the electrical angle phase  $\theta_1$  at the time of current detection and  $\theta_2$  are used, The phase current value of DC brushless motor 6 is changed into 2 phase-rotation direct coordinate system shown with a d-q axis from a three-phase-circuit U-V-W coordinate system, and the current value  $I_d$  in a d-q coordinate system and  $I_q$  are calculated by an operation.

[0072] Next, in voltage command value data-processing step ST31, it asks for voltage command value  $V_d^*$  of the d-q coordinate system for driving DC brushless motor 6 from the current value  $I_d$  of a d-q coordinate system, and  $I_q$ , and  $V_q^*$  by an operation. And by reverse d-q conversion process step ST32, voltage command value  $V_d^*$  of a d-q coordinate system and  $V_q^*$  are changed into a three-phase-circuit coordinate system, and it asks for voltage command value  $V_u^*$  of a three-phase-circuit coordinate system,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  by an operation.

[0073] Here, in reverse d-q coordinate transformation processing step ST32, in consideration of

time until the output of a voltage command value is reflected in actual output voltage, as shown in drawing 12, it is considered as a feedforward output, and 2 phase-three-phase-circuit coordinate conversion is performed using the phase theta 3 actually reflected in output voltage. Drawing 8 is a timing chart figure showing the relation of the electrical angle phase theta for coordinate conversion and career in inverter control block. In the figure, a horizontal axis expresses the timing of the electrical angle at the time of current detection and an output, and the vertical axis expresses the size of the reference signal.

[0074] Supposing it detects the current for a plane 1 by the trough of a chopping-sea modulation reference signal (the electrical angle at that time is theta 1) and detects the current for a plane 1 by the peak parts of a chopping-sea modulation reference signal (the electrical angle at that time is theta 2), By the time a voltage command value is reflected in actual output voltage, calculation time etc. are required, and in consideration of such time, the electrical angle (theta 3) which can be reflected in output voltage is determined.

[0075] Output voltage vector operation processing step ST33 asks for output voltage vector  $V_x^*$  by an operation from voltage command value  $V_u^*$  obtained by ST32,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$ . In timer value data-processing step ST34, the ON time timer value  $T_u$  of the upper part switching element of each phase,  $T_v$ , and  $T_w$  are calculated by an operation from output voltage vector  $V_x^*$  obtained by ST33. In PWM generating step ST35, the reference signal for chopping-sea abnormal-conditions comparison is compared with each phase ON time timer value  $T_u$ ,  $T_v$ , and  $T_w$ , and PWM signal UP for each switching elements [ 3a-3f ] on-off control, VP, WP, UN, VN, and WN are calculated.

[0076] Here in timer value data-processing step ST34,  $V_x^*$  called for from the output voltage command as shown in drawing 9 is decomposed into the two vector  $V_a$  (1 of V1-V6) near  $V_x^*$ ,  $V_b$  (one except  $V_a$  of V1-V6) and the zero vector  $V_0$ , and  $V_7$  among the vectors shown in drawing 3. This relation is equivalent to the timing chart of the conventional inverter shown in drawing 17. Like drawing 17, each divided output vector  $V_0$ ,  $V_a$ ,  $V_b$ , and  $V_7$  are divided into the first portion and the latter half part of a career focusing on the valley of a chopping-sea abnormal-conditions reference signal, or the portion of a mountain.

[0077] In addition to  $V_0$  generated in the first portion in the first half of a career, at this time, the zero vector  $V_0$  generated in the latter half part in the second half of a career is generated. By the thing it is made to make the first portion in the second half of a career generate the zero vector  $V_7$  generated in the latter half part in the first half of a career. It becomes possible to detect 2 phase currents in 1 carrier periods without shifting the generating timing of the zero vector, and current-detection-timing order's serving as the zero vector and detecting zero electric current.

[0078] Here, one example of the calculating means used by voltage command value arithmetic step ST31 which calculates a voltage command value by position sensing device loess based on phase current information is shown in drawing 13. Drawing 13 is a block diagram showing an example of the composition in the voltage command value arithmetic step of a 180 position sensing device loess energization (sinusoidal energization) method. In a figure, a three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means and 21 20 A voltage command value calculating means, The 2 phase-3 phase coordinate transformation means which 22 changes into a three-phase-circuit coordinate system from a d-q coordinate system, A speed comparison means for 50 to measure speed commanding value  $f^*$  and the presumed speed  $f$ , and to search for the speed error  $f_{err}$ , and 51 are speed control means which perform speed control of a DC brushless motor in quest of q axis current command value  $I_q^*$  using the error  $f_{err}$  searched for by the speed comparison means 50 by an operation.

[0079] A q shaft current comparison means for 52 to compare q axis current command value  $I_q^*$  with q shaft current value  $I_q$ , and to search for the error  $I_{qerr}$ , A d shaft current comparison means for 53 to compare d shaft current command value  $I_d^*$  with d shaft current, and to search for the error  $I_{derr}$ , 54 from d shaft current error  $I_{derr}$  and q shaft current error  $I_{qerr}$  Voltage command value  $V_d^*$  of d axis and q axis, The current control means which performs current control in quest of  $V_q^*$  by an operation, and 55 are the d-q shaft current  $I_d$  searched for by the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20, and the speed and the



position estimation means which presume the magnetic pole position  $\theta$  and the revolving speed  $f$  of the stator 16 of DC brushless motor 6 from  $I_q$ .

[0080]The control action of the inverter constituted as mentioned above is explained below using drawing 13. First, the current  $I_d$  of a d-q coordinate system and  $I_q$  are calculated by the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20. In speed and the position estimation means 55, the magnetic pole position  $\theta$  and the revolving speed  $f$  of the stator 16 of DC brushless motor 6 are guessed by an operation from the d-q shaft current value  $I_d$  and  $I_q$ .

[0081]In the speed comparison means 50, the revolving speed  $f$  of the rotator 16 called for from speed and the position inference means 55 is compared with rotational speed command value  $f^*$  beforehand given from the exterior (beforehand given from the control device of the device carrying an inverter device, etc.), and the error  $f_{err}$  is searched for. In the speed control means 51, it asks for q axis current command value  $I_q^*$  by proportional-plus-integral control from the speed error  $f_{err}$ . By q shaft current comparison means 52, q axis current command value  $I_q^*$  is compared with the q shaft current  $I_q$ , and the error  $I_{qerr}$  is searched for. By d shaft current comparison means 53, the d shaft current  $I_d$  is compared with d shaft current command value  $I_d^*$  beforehand given from the exterior (beforehand given from the control device of the device carrying an inverter device, etc.), and the error  $I_{derr}$  is searched for.

[0082]The current control means 54 asks for d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  by proportional-plus-integral control from  $I_{derr}$  and  $I_{qerr}$ , respectively. And in the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22, it asks for voltage command value  $V_u^*$  of a three-phase-circuit coordinate system,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  by an operation based on d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$ .

[0083]By the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20,  $\theta_{11}$  and  $\theta_{12}$  are used here as the electrical angle  $\theta$  used at the time of conversion as mentioned above. He is trying similarly to use  $\theta_3$  by the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22 as the electrical angle  $\theta$  used at the time of conversion as mentioned above.

[0084]In the current detecting means by this invention, since the timing which detects two momentary current differs, in the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20, the electrical angle phases  $\theta_{11}$  and  $\theta_{12}$  which detected the two momentary current  $I_{dc1}$  and  $I_{dc2}$  are used, and coordinate conversion is performed. The electrical angle phase  $\theta_3$  used for the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22 is taken as the phase in consideration of an electrical angle phase until the voltage command called for by the voltage command value calculating means 21 is reflected in the output of the actual inverter main circuit 5, as shown in drawing 12. Thus, since it is reflected by the electric phase angle which can actually be reflected, it becomes possible to stop the adverse effect which it has to the drive of the DC brushless motor by time lags, such as a difference of two momentary current detection time, and calculation time, as much as possible.

[0085]In the inverter by this invention, what needed two or more current detecting means is considered as composition to provide in one direct-current portion with the inverter of the conventional system. Therefore, at the time of starting, since the current which flows into the stator winding of DC brushless motor 6 becomes small, it becomes a value also with a small direct current detected by the current detecting means 7. For this reason, the detection error of current becomes large, and proper control is not performed, but the case where it becomes difficult to drive DC brushless motor 6 properly comes out.

[0086]In such a case, a DC brushless motor is started with an open loop, without using the direct-current value detected by the current detecting means 7 at the time of starting. By feeding back a direct-current value, after an after-starting DC brushless motor becomes a predetermined operating condition, proper control is attained also in the time of starting.

[0087]The case where the generating time of one one of vectors will become extremely short among the zero vector  $V_0$  produced in 1 carrier periods as a state of a PWM signal, two vectors  $V_a$  other than  $V_7$ , and  $V_b$ , or it hardly generates may happen. In such a situation, the current value detected at the time of a vector with short generating time will detect the transitional current value at the time of an output vector changing, and becomes difficult [ it / to search for the exact phase current ] from this information. This inaccurate detection result serves as



disturbance to control, and will have an adverse effect on the drive of a DC brushless motor. [0088] Therefore, it becomes possible to perform proper control by dealing with it as a current value transitional when the difference of the current value and the last detection value is larger than a predetermined value, and using the last detection value by the case where current is detected in this embodiment at the time of a vector with short generating time. A filter is used for the phase current value calculated from the detected current value, and it will become still more effective if the disturbance by the detection error of a direct current is removed. When changing into a d-q axis-coordinates system the phase current especially searched for from a direct current and using it, since the fundamental wave alternating component in a three-phase-circuit coordinate system becomes possible [ treating as a direct current ], it becomes easy [ using a filter more ] by a d-q axis-coordinates system.

[0089] The lineblock diagram of the inverter in Embodiment 3 is shown in embodiment 3. drawing 14. In drawing 14, drawing 1 and an equivalent portion attach the same numerals, and omit explanation. Although Embodiment 1 and Embodiment 2 explained the case where it applied to DC brushless motor 6, this embodiment explains the case where it applies to an induction motor. 56 is an induction motor, and the composition of the inverter which drives the induction motor 56 is equivalent to the composition of the inverter which drives DC brushless motor 6 explained by drawing 1, and it is made to drive the induction motor 56 instead of DC brushless motor 6 in drawing 14. A control flow in this case is equivalent to the flow chart of drawing 11 explained by Embodiment 2, and explanation of the same portion as drawing 11 is omitted.

[0090] In this embodiment, the contents of voltage command value data-processing step ST31 in drawing 11 differ. The example of composition of voltage command data-processing step ST31 in the case of performing velocity sensor loess control of the induction motor 56 is shown in drawing 15. Drawing 15 is a figure showing the composition of the voltage command value calculating means which shows one example of this Embodiment 3.

[0091] In drawing 15, a three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means and 21 20 A voltage command value calculating means, The 2 phase-3 phase coordinate transformation means which 22 changes into a three-phase-circuit coordinate system from a d-q coordinate system, A revolving speed comparison means for 57 to compare estimated rotating speed  $\omega$  with rotational speed command value  $\omega^*$  beforehand given from the exterior (beforehand given from the control device of the device carrying an inverter device, etc.), and to calculate revolving speed error  $\omega_{err}$ , The speed control means which performs speed control of a DC brushless motor in quest of q axis current command value  $I_q^*$  using error  $\omega_{err}$  of rotational speed command value  $\omega^*$  and estimated rotating speed  $\omega$  which were asked for 51 by the revolving speed comparison means 57 by an operation, 52 is a q shaft current comparison means to compare q axis current command value  $I_q^*$  with q shaft current value  $I_q$ , and to search for the error  $I_{qerr}$ .

[0092] A d shaft current comparison means for 53 to compare d shaft current command value  $I_d^*$  with d shaft current, and to search for the error  $I_{derr}$ , 54 from d shaft current error and q shaft current error Voltage command value  $V_d^*$  of d axis and q axis, The current control means which performs current control in quest of  $V_q^*$  by an operation, and 58 The d-q shaft current  $I_d$ , They are a speed estimating means which presumes revolving speed  $\omega$  and sliding-velocity  $\omega_{sl}$  of the induction motor 56 from  $I_q$  and d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$ , an adding machine which 59 adds revolving speed  $\omega$  and sliding-velocity  $\omega_{sl}$ , and finds electrical angle speed, and an integrator which 60 carries out time quadrature of the electrical angle speed, and obtains an electrical angle phase.

[0093] Drawing 15 explains the operation at the time of being constituted as mentioned above. First, the current  $I_d$  of a d-q coordinate system and  $I_q$  are calculated by the three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means 20 using the electrical angle phase  $\theta$ . Revolving speed  $\omega$  and sliding-velocity  $\omega_{sl}$  of the induction motor 56 are then presumed to the speed estimating means 58 from d-q shaft current value  $I_d$ ,  $I_q$ , and d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$ .

[0094] In the speed comparison means 57, revolving speed  $\omega$  and rotational speed command value  $\omega^*$  called for from the speed inference means 58 is compared, and the error

omegarerr is calculated. In the speed control means 51, it asks for q axis current command value  $I_q^*$  by proportional-plus-integral control from speed-error omegarerr. By q shaft current comparison means 52, q axis current command value  $I_q^*$  is compared with the q shaft current  $I_q$ , and the error  $I_{qerr}$  is searched for. By d shaft current comparison means 53, d shaft current command value  $I_d^*$  is compared with the d shaft current  $I_d$ , and the error  $I_{derr}$  is searched for. [0095]The current control means 54 asks for d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  by proportional-plus-integral control from  $I_{derr}$  and  $I_{qerr}$ , respectively. In the adding machine 59, revolving speed omega and sliding-velocity omegas are added, and primary electrical angle speed is found. The integrator 60 is integrated with primary electrical angle speed, and it asks for the electrical angle phase theta. In the 2 phase-3 phase coordinate transformation means 22, d-q axis voltage command value  $V_d^*$  and  $V_q^*$  are asked for voltage command value  $V_u^*$  of a three-phase-circuit coordinate system,  $V_v^*$ , and  $V_w^*$  by an operation using theta.

[0096]Since it is necessary to detect the phase current which flows into an induction motor in the inverter which drives an induction motor when performing a torque control, when performing speed control using a velocity sensor, or to perform speed control in sensor loess, As conventionally shown in drawing 16, two current detecting means (7a, 7b) for phase current detection were needed like the inverter for a direct-current brushless-motor drive. However, that what is necessary is just to use the one current detecting means 7 between DC power supply 1 and the inverter 2, if the inverter by this invention is used, since structure is easy, it will be reliable and the inverter of low cost will be obtained.

[0097]Although this invention explained the DC brushless motor or the induction motor as a kind of motor as mentioned above, If it is the motors (for example, switched reluctance motor etc.) controlled by detecting the phase momentary current which flows into a motor, and calculating the voltage command value impressed to a motor based on the detection value, It becomes possible to apply the inverter of this invention, and low cost-ization can be attained though it is high-reliability.

[0098]Since the current detecting means of the inverter device itself can be managed with one and it can do cheaply small if the product which uses the motor explained by these Embodiments 1-3 is controlled by the inverter device of this invention, as for small size and a weight saving, the product itself is made. The high product and compressor drive of installation flexibility from which a setting position is not chosen can be obtained. Since a current detecting means becomes good by one, it is small and the reliable product and compressor drive to failure of parts can be obtained. If carried in the refrigerating air conditioner which has motors, such as compressors, fans, etc., such as a refrigerator and a conditioner, it will be small and the reliable product from which a setting position is not chosen will be obtained.

[0099]

[Effect of the Invention]As mentioned above, the inverter device of claim 1 of this invention, The DC power supply which supply direct current power, and the inverter main circuit which comprised two or more switching elements and was connected to DC power supply, One current detecting means which is connected between DC power supply and said inverter main circuit, and detects momentary current, The PWM signal generating means which generates the PWM signal for carrying out on-off control of two or more switching elements based on the momentary current detected by one current detecting means, Since at least 2 times of momentary current was detected in a preparation and 1 carrier periods of a PWM signal, by one current detecting means, at least two momentary current information can be detected to 1 carrier periods, and an inverter device easy structure and reliable is obtained.

[0100]One current detecting means which the inverter device of claim 2 of this invention detects one momentary current information in the first half of 1 carrier periods of a PWM signal, and detects the remaining momentary current information in the second half of 1 carrier periods, The voltage vector generating means which generates either of the two voltage zero vectors in 1 carrier periods of a PWM signal in the first half of 1 carrier periods, and generates the remaining voltage zero vectors in the second half of 1 carrier periods, Since it was made to synchronize the timing which detects momentary current before the predetermined time of the timing which generates a preparation and the voltage zero vector, By one current detecting means, since two

momentary current information other than the voltage zero vector is detectable, it has reliability equivalent to the inverter device provided with two or more current detecting means, and an inverter device [ low cost moreover ] is obtained with an easy structure.

[0101] Since the inverter device of claim 3 of this invention connects a synchronous motor or an induction motor to the output side of an inverter main circuit and it was made to drive it, a reliable inverter device is obtained by low cost with high flexibility of motor selection.

[0102] Since it was made for the compressor drive of claim 4 of this invention to carry the inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3, the compressor drive whose flexibility of a loading place it is small and is high is obtained.

[0103] Since it was made for the refrigerating air conditioner of claim 5 of this invention to carry the inverter device of a statement in claim 1 thru/or the 1st paragraph in claim 3, the refrigerating air conditioner whose flexibility of a setting position it is small and is high is obtained.

[0104] The control method of the inverter device of claim 6 of this invention, In the inverter device which comprised two or more switching elements and was connected to DC power supply, The momentary current detecting step which detects two momentary current in 1 carrier periods by one current detecting means, The voltage vector output step which outputs a voltage vector based on two momentary current detected from the momentary current detecting step, The PWM signal generating step which generates the PWM signal for carrying out on-off control of two or more switching elements based on the voltage vector outputted by the voltage vector output step, Since it was made to carry out on-off control of two or more switching elements based on the PWM signal generated by the preparation and the PWM signal generating step, Three phase momentary current information is acquired from two momentary current information detected in 1 carrier periods by one current detecting means, it is small and the control method of a reliable inverter device is obtained by low cost.

[0105] The control method of the inverter device of claim 7 of this invention, The d-q shaft current arithmetic step which searches for d shaft current and q shaft current of a rotation direct coordinate system by an operation based on the size of two momentary current in 1 carrier periods detected by the momentary current detecting step, and the information on a phase, The volts alternating current arithmetic step which calculates the pressure value of an exchange coordinate system by an operation based on d shaft current and q shaft current which were searched for by the d-q shaft current arithmetic step, Since it was made to carry out on-off control of two or more switching elements based on the pressure value calculated by the volts alternating current arithmetic step, From the phase difference information of two momentary current detected to timing which is different in 1 carrier periods by one current detecting means. The momentary current of a d-q axis 2 phase coordinate system can be searched for, and the control method of an inverter device that the adverse effect to the motor drive by the detection timing of two momentary current differing can be stopped is obtained.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

### [Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a lineblock diagram of the inverter showing the embodiment of the invention 1.

[Drawing 2]It is a figure showing the PWM signal and current detection timing by the embodiment of the invention 1.

[Drawing 3]It is an explanatory view showing the vector pattern which the inverter by the embodiment of the invention 1 outputs.

[Drawing 4]It is an explanatory view showing the state and current route of a switching element of an inverter at vector pattern V 4:00. [ in the embodiment of the invention 1 ]

[Drawing 5]It is an explanatory view showing the state and current route of a switching element of an inverter at vector pattern V 6:00. [ in the embodiment of the invention 1 ]

[Drawing 6]It is a key map showing the relation between the phase current in the embodiment of the invention 1, and a direct current.

[Drawing 7]It is a flow chart which shows the flow of the inverter control in the embodiment of the invention 1.

[Drawing 8]It is a figure showing the state of ON/OFF of each switching elements 3a-3f corresponding to the output voltage vectors V0-V7 of the inverter in the embodiment of the invention 1, and the relation of the phase current detected.

[Drawing 9]It is a vector diagram for explaining the output vector in the embodiment of the invention 1.

[Drawing 10]It is a control block diagram by the inverter control means in the embodiment of the invention 2.

[Drawing 11]It is a flow chart figure showing a control flow of the inverter in the embodiment of the invention 2.

[Drawing 12]It is a timing chart figure showing the relation of the electrical angle phase theta for coordinate conversion and career in the embodiment of the invention 2.

[Drawing 13]It is a block diagram showing one example of the composition of the voltage command value calculating means in the DC brushless motor drive inverter in the embodiment of the invention 2.

[Drawing 14]It is a lineblock diagram of the inverter in the embodiment of the invention 3.

[Drawing 15]It is a block diagram showing the composition of the voltage command value calculating means in the induction motor drive inverter in the embodiment of the invention 3.

[Drawing 16]It is a figure showing the composition of the conventional common inverter.

[Drawing 17]It is a timing diagram showing the conventional PWM signal and current detection timing of a common inverter which are shown in drawing 16.

[Drawing 18]It is a figure showing an example of inverter control block by d-q axis conversion of the conventional common inverter shown in drawing 16.

[Drawing 19]It is a lineblock diagram showing the conventional common inverter for a direct-current brushless-motor drive.

### [Description of Notations]

1 A DC power supply part and 2 An inverter, the 3a U Aigami side switching element, The 3b V Aigami side switching element, the 3c W Aigami side switching element, 3 d U phase bottom

switching element, 3e V phase bottom switching element, 3f W phase bottom switching element, 4, 4a, 4b, 4c, 4d, 4e, 4 f A reflux diode, 5 inverter main circuits, 6 DC brushless motors, Seven current detecting means, 8 inverter control means, 9 PWM generating means, and 10A Phase momentary current calculating means, 10B A three-phase-circuit current calculating means and 11 A voltage command value calculating means and 12 Output voltage vector operation means, 12A timer value calculating means, 13 U phase stator winding, 14 V phase stator winding, 15 W phase stator winding and 16 A rotator, a 20 three-phase-circuit-2 phase coordinate transformation means, 21 voltage-command-value calculating means, a 222 phase-3 phase coordinate transformation means, and 50 Speed comparison means, 51 A speed control means, 52 q shaft current comparison means, 53 d shaft current comparison means, 54 current control means, and 55 [ A speed estimating means and 59 / An adding machine and 60 / Integrator. ] Speed and a position estimation means, and 56 An induction motor and 57 A speed comparison means and 58

---

[Translation done.]

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2002-95263  
(P2002-95263A)

(43)公開日 平成14年3月29日(2002.3.29)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	サーチコード*(参考)
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	F 3 H 0 2 1
F 0 4 B 49/06	3 4 1	F 0 4 B 49/06	3 4 1 G 3 H 0 4 5
F 0 4 D 27/00	1 0 1	F 0 4 D 27/00	1 0 1 N 3 L 0 6 0
H 0 2 P 5/28	3 0 2	H 0 2 P 5/28	3 0 2 L 5 H 0 0 7
	3 0 3		3 0 3 L 5 H 5 6 0
審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 21 頁) 最終頁に続く			

(21)出願番号 特願2000-279581(P2000-279581)

(22)出願日 平成12年9月14日(2000.9.14)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 矢部 正明

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

(72) 発明者 坂廻辺 和憲

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

(74) 代理人 100102439

弁理士 宮田 金雄 (外1名)

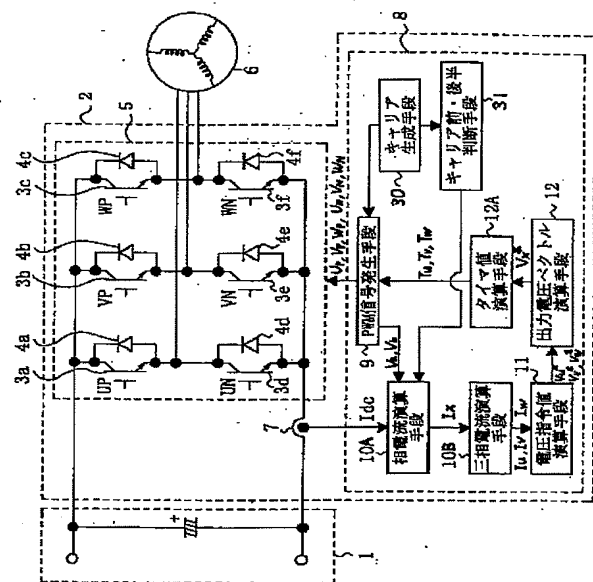
[最終頁に続く](#)

(54) 【発明の名称】 インバータ装置、圧縮機駆動装置、冷凍・空調装置、インバータ装置の制御方法

(57) 【要約】

【課題】 電流検出手段を直流入力側1回路のみとしても、モータの各相の瞬時電流が検出できるインバータ装置を得る。

【解決手段】 直流電力を供給する直流電源と、複数のスイッチング素子から構成され、前記直流電源に接続されたインバータ主回路と、前記直流電源と前記インバータ主回路との間に接続され、瞬時電流を検出する１つの電流検出手段と、前記１つの電流検出手段により検出される瞬時電流をもとに前記複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生するPWM信号発生手段と、を備え、前記PWM信号の１キャリア周期中に少なくとも２回の瞬時電流を検出するようにした。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電力を供給する直流電源と、複数のスイッチング素子から構成され、前記直流電源に接続されたインバータ主回路と、前記直流電源と前記インバータ主回路との間に接続され、瞬時電流を検出する 1 つの電流検出手段と、前記 1 つの電流検出手段により検出される瞬時電流をもとに前記複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するための PWM 信号を発生する PWM 信号発生手段と、を備え、前記 PWM 信号の 1 キャリア周期中に少なくとも 2 回の瞬時電流を検出するようにしたことを特徴とするインバータ装置。

【請求項 2】 1 つの瞬時電流情報を PWM 信号の 1 キャリア周期の前半に検出し、残りの瞬時電流情報を 1 キャリア周期の後半に検出する 1 つの電流検出手段と、PWM 信号の 1 キャリア周期中における 2 つの電圧ゼロベクトルのうちのどちらか一方を 1 キャリア周期の前半に発生させ、残りの電圧ゼロベクトルを 1 キャリア周期の後半に発生させる電圧ベクトル発生手段と、を備え、前記電圧ゼロベクトルを発生させるタイミングの所定時間前に前記瞬時電流を検出するタイミングを同期させるようにしたことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

【請求項 3】 インバータ主回路の出力側に同期電動機あるいは誘導電動機を接続して駆動するようにしたことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 4】 請求項 1 乃至請求項 3 のうちの 1 項に記載のインバータ装置を搭載したことを特徴とする圧縮機駆動装置。

【請求項 5】 請求項 1 乃至請求項 3 のうちの 1 項に記載のインバータ装置を搭載したことを特徴とする冷凍・空調装置。

【請求項 6】 複数のスイッチング素子から構成され、直流電源に接続されたインバータ装置において、1 つの電流検出手段により 1 キャリア周期中に 2 つの瞬時電流を検出する瞬時電流検出ステップと、前記瞬時電流検出ステップより検出された 2 つの瞬時電流をもとに電圧ベクトルを出力する電圧ベクトル出力ステップと、前記電圧ベクトル出力ステップにより出力された電圧ベクトルをもとに前記複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するための PWM 信号を発生させる PWM 信号発生ステップと、を備え、前記 PWM 信号発生ステップにより発生した PWM 信号に基づいて前記複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたことを特徴とするインバータ装置の制御方法。

【請求項 7】 瞬時電流検出ステップにより検出された 1 キャリア周期中の 2 つの瞬時電流の大きさおよび位相の情報をもとに回転直交座標系の d 軸電流および q 軸電流を演算により求める d-q 軸電流演算ステップと、前記 d-q 軸電流演算ステップにより求められた d 軸電流

および q 軸電流をもとに交流座標系の電圧値を演算により求める交流電圧演算ステップと、前記交流電圧演算ステップにより求められた電圧値をもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたことを特徴とする請求項 6 に記載のインバータ装置の制御方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、瞬時電流制御を行うことにより、モータを駆動するインバータ装置および制御方法、このインバータ装置により駆動される圧縮機駆動装置およびこのインバータ装置を搭載した冷凍・空調装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】図 16 は一般的な従来のインバータの構成を表す図である。図において、1 は直流電源部、2 はインバータ、3 a はインバータ 2 内に構成される U 相上側スイッチング素子、3 b は V 相上側スイッチング素子、3 c は W 相上側スイッチング素子、3 d は U 相下側スイッチング素子、3 e は V 相下側スイッチング素子、3 f は W 相下側スイッチング素子、4 はスイッチング素子 3 と並列に接続された還流ダイオード、5 は複数のスイッチング素子 3 および複数の還流ダイオード 4 a ~ 4 f からなるインバータ主回路、6 は直流ブラシレスモータ、7 a は直流ブラシレスモータに流入する電流のうちの一相の電流を検出する電流検出手段 A、7 b は電流検出手段 7 a と異なる相の電流を検出する電流検出手段 B、8 はインバータ主回路 5 内のスイッチング素子 3 a ~ 3 f をオン・オフ制御するインバータ制御手段、9 はインバータ制御手段 8 内に備えられ、スイッチング素子 3 a ~ 3 f をオン・オフ制御するための PWM 信号を発生する PWM 信号発生手段である。

【0003】上記のように構成されたインバータおよび直流ブラシレスモータにおける動作について図 16 を用いて説明する。図において、インバータ 2 は直流ブラシレスモータ 6 に流入する相瞬時電流のうち 2 相分の瞬時電流を電流検出手段 7 a および電流検出手段 7 b より検出し、検出した 2 相分の瞬時電流、例えば U 相瞬時電流  $I_u$  および V 相瞬時電流  $I_v$  をもとに、インバータ制御手段 8 内の相電流演算手段 10 により 3 相分の電流値を演算により求める。そして電圧指令値演算手段 11 により、直流ブラシレスモータ 6 を駆動するためにインバータ主回路 5 が出力する電圧値および電圧位相等の出力電圧指令を演算により求める。

【0004】その後、出力電圧ベクトル演算手段 12 は、求められた出力電圧指令をもとに、電圧ベクトルを演算により求める。この電圧ベクトルをもとにインバータ制御手段 8 内の PWM 発生手段 9 により各相のスイッチング素子 3 a ~ 3 f をオン・オフ制御するための PWM 信号 UP、VP、WP、UN、VN、WN を発生させ、この PWM 信号をもとにスイッチング素子 3 a ~ 3

f をオン・オフ動作させる。スイッチング素子のオン・オフ動作により、インバータ主回路 5 より直流ブラシレスモータ 6 に電力が供給され、直流ブラシレスモータが駆動される。

【0005】また、図 17 は、一般的な従来のインバータの制御手段における PWM 信号と電流検出のタイミングを表す図である。図において、横軸は時間を表し、縦軸はキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の大きさ、各スイッチング素子の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態および U 相電流の大きさを表す。

【0006】 $T_{max}$  はキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の最大値で PWM 信号のタイマの設定できる最大値、 $T_0$  はキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の最小値で PWM 信号のタイマの設定できる最小値である。また、UP は U 相上側スイッチング素子 3a の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態、VP は V 相上側スイッチング素子 3b の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態、WP は W 相上側スイッチング素子 3c の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態、UN は U 相下側スイッチング素子 3d の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態、VN は V 相下側スイッチング素子 3e の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態、WN は W 相下側スイッチング素子 3f の制御用 PWM 信号の ON/OFF 状態を表している。

【0007】ここで、 $T_u$  は U 相 PWM タイマ値、 $T_v$  は V 相 PWM タイマ値、 $T_w$  は W 相 PWM タイマ値であり、三角波変調用基準信号を基準にしてタイマ値が三角波変調用基準信号より大きい場合は、上側スイッチング素子 3a ~ 3c の制御用 PWM 信号は ON 状態になり、下側スイッチング素子 3d ~ 3f の制御用 PWM 信号は OFF 状態になる。逆にタイマ値が三角波変調用基準信号より小さい場合は、上側スイッチング素子 3a ~ 3c の制御用 PWM 信号は OFF 状態になり、下側スイッチング素子 3d ~ 3f の制御用 PWM 信号は ON 状態になる。 $I_u$  は上記スイッチング素子 3a から 3f のスイッチング動作により電流検出手段 7a から検出される直流ブラシレスモータ 6 に流入する U 相電流を示している。

【0008】従来は、図 16 のように、各相に電圧を発生するために求められた電圧指令値より得られる各相の PWM タイマ値  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$  を三角波比較変調用基準信号とを比較して U、V、W 各相に接続されたスイッチング素子群 3a ~ 3f をオン・オフ制御するための PWM 信号 UP、VP、WP、UN、VN、WN を得ている。

【0009】このとき電流検出を行うタイミングは図 16 に示すように、三角波変調用基準信号の山あるいは谷のタイミングである。すなわち、三角波変調用基準信号が最大値および最小値の時である。このタイミングで、電流検出手段 7a および 7b により直流ブラシレスモータ 6 に流入する相瞬時電流の 2 相分を検出する。その

後、得られた 2 相分の相瞬時電流情報をもとに、相電流演算手段 10 により相電流が演算され、直流ブラシレスモータ 6 を駆動するための電圧指令が電圧指令演算手段 11 により演算され求められる。そして、ベクトル演算手段 12 により出力電圧のベクトル演算が行われ、PWM 発生手段 9 により PWM 信号が生成され、スイッチング素子群 3a ~ 3f を ON・OFF 制御する。

【0010】また、従来は、検出された 2 相分の瞬時電流を回転直交座標系である d-q 軸の 2 相座標系に変換して、インバータの制御を行っている場合も少なくない。この場合の制御ブロック図の一例を図 18 に示す。

図 18 は d-q 軸変換によるインバータ制御ブロックの一例を表す図である。図において、20 は瞬時電流情報を 3 相交流座標系から、d-q 軸 2 相回転直交座標系に変換する 3 相-2 相座標変換手段、21 は 2 相瞬時電流から 2 相電圧指令値を演算する電圧指令演算手段、23 は 2 相電圧指令を 2 相回転座標系から 3 相交流座標系に変換する 2 相-3 相座標変換手段、9 は 3 相電圧指令値を PWM 信号に変換する PWM 信号発生手段である。

【0011】図 18 における制御ブロックの動作を以下に説明する。2 つの電流検出手段 7a および 7b により 2 相分の瞬時電流情報  $I_u$ 、 $I_v$  を同時に検出し、2 相分の瞬時電流情報  $I_u$ 、 $I_v$  と 2 相分の瞬時電流を取得したときの電気角位相  $\theta$  を用いて、3 相-2 相座標変換手段 20 により d-q 軸 2 相座標系の電流値  $I_d$ 、 $I_q$  に変換される。

【0012】電圧指令演算手段 21 では、d-q 軸 2 相座標系の電流値  $I_d$ 、 $I_q$  を用いてインバータ主回路 5 が直流ブラシレスモータ 6 を駆動するために必要な電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を演算により求める。電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  は 2 相-3 相座標変換手段 22 により d-q 軸 2 相座標系から U-V-W 軸 3 相座標系に変換され電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  が求められる。電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  は PWM 発生手段 9 によりスイッチング素子群 3 をオン・オフ制御するための PWM 制御信号 UP、VP、WP、UN、VN、WN に変換される。

【0013】図 19 は、特開平 8-126379 号公報に示された従来の一般的な直流ブラシレスモータ駆動用のインバータを表す構成図である。図において、1 は直流電源、3a は U 相上側スイッチング素子、3b は V 相上側スイッチング素子、3c は W 相上側スイッチング素子、3d は U 相下側スイッチング素子、3e は V 相下側スイッチング素子、3f は W 相下側スイッチング素子、4a ~ 4f はスイッチング素子 3a ~ 3f と並列に接続された還流ダイオード、6 は直流ブラシレスモータ、13 は直流ブラシレスモータ 6 の U 相固定子巻き線、14 は直流ブラシレスモータ 6 の V 相固定子巻き線、15 は直流ブラシレスモータ 6 の W 相固定子巻き線、16 は直流ブラシレスモータ 6 の回転子である。



【0014】70は直流電源1と各スイッチング素子3a～3fとの間に設けられた電流検出手段であり、オペアンプ71、負帰還抵抗72、電流検出抵抗73より構成される。74はマイクロコンピュータ、75はマイクロコンピュータ74内に設けられたA/D変換器、76はマイクロコンピュータ74内に設けられた演算手段、77はスイッチング素子3a～3fを駆動するドライブ回路である。

【0015】次に、図19に示す特開平8-126379号公報に示された従来の一般的な直流ブラシレスモータ駆動用のインバータの動作について以下に説明する。電流検出手段70により検出された電流をA/D変換器75によりデジタル信号に変換する。演算機76はA/D変換器75によりデジタル化した電流値をもとにしてモータ電流の相転流タイミングを計算し、インバータのスイッチング素子3a～3fをオン・オフ制御するためのスイッチング信号UP、VP、WP、UN、VN、WNを出力する。ドライブ回路77は演算機76から出力されるスイッチング信号に基づいてスイッチング素子3a、3b、3c、3d、3e、3fをそれぞれ120度毎に通電ON/OFFして駆動する。

【0016】上記従来のインバータは、直流電源1より出力される電流を電流検出手段70により検出し、その電流の時間に対する変化率の極性を検出し、検出信号に基づいて極性の反転時刻を計測し、時刻を直流ブラシレスモータ6の回転子16の磁極位置推定情報として得て、その情報をもとに直流ブラシレスモータの電流の相転流のタイミングを得ている。

#### 【0017】

【発明が解決しようとする課題】上記のような従来技術では、直流ブラシレスモータに流入する相瞬時電流を検出するための電流検出手段、例えば直流電流トランスおよび電流検出回路などが最低2相分必要となるため、電流検出手段が複雑で大きくかつ高コストとなる。一般に、家庭用電化製品などに搭載されるインバータは小型化、低コスト化が望まれており、可能な限り簡単な構成にすることが望ましい。

【0018】また、電流検出を簡素化するために電流検出手段を一つとした場合には、電流情報が1つしか得られないので、直流ブラシレスモータを駆動するための電圧指令を求めるための必要な瞬時電流情報が得られず、直流ブラシレスモータを駆動することができない。

【0019】また、図19に示す特開平8-126379号公報に示された従来の一般的な直流ブラシレスモータ駆動用のインバータでは、インバータの非通電区間に生じる誘起電圧より直流ブラシレスモータの回転子の磁極位置を推定する矩形波通電方式で制御している。このインバータでは直流電流情報により直流ブラシレスモータの電流の転流タイミングを計算し、インバータを制御するスイッチング信号を得るものである。したがって、

この方式では、矩形波通電しか対応できず、効率および騒音の面で矩形波通電よりも有効な180度通電（正弦波通電）を行うことはできない。

【0020】本発明は、上記問題を解決するためになされたものであり、電流検出手段を簡単な構成で信頼性の高いインバータ装置を得るものである。また、小型のインバータ装置を得るものである。また、高効率のインバータ装置を得るものである。また、低騒音のインバータ装置を得るものである。また、1つの電流検出手段によってモータを180度通電で制御することができるインバータやインバータ制御方法を提供するものである。また、小型で信頼性の高い圧縮機駆動装置や冷凍空調装置を得るものである。

#### 【0021】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に記載のインバータ装置は、直流電力を供給する直流電源と、複数のスイッチング素子から構成され、直流電源に接続されたインバータ主回路と、直流電源と前記インバータ主回路との間に接続され、瞬時電流を検出する1つの電流検出手段と、1つの電流検出手段により検出される瞬時電流をもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生するPWM信号発生手段と、を備え、PWM信号の1キャリア周期中に少なくとも2回の瞬時電流を検出するようにしたものである。

【0022】また、本発明の請求項2に記載のインバータ装置は、1つの瞬時電流情報をPWM信号の1キャリア周期の前半に検出し、残りの瞬時電流情報を1キャリア周期の後半に検出する1つの電流検出手段と、PWM信号の1キャリア周期中における2つの電圧ゼロベクトルのうちのどちらか一方を1キャリア周期の前半に発生させ、残りの電圧ゼロベクトルを1キャリア周期の後半に発生させる電圧ベクトル発生手段と、を備え、電圧ゼロベクトルを発生させるタイミングの所定時間前に瞬時電流を検出するタイミングを同期させるようにしたものである。

【0023】また、本発明の請求項3に記載のインバータ装置は、インバータ主回路の出力側に同期電動機あるいは誘導電動機を接続して駆動するようにしたものである。

【0024】また、本発明の請求項4に記載の圧縮機駆動装置は、請求項1乃至請求項3のうちの1項に記載のインバータ装置を搭載するようにしたものである。

【0025】また、本発明の請求項5に記載の冷凍・空調装置は、請求項1乃至請求項3のうちの1項に記載のインバータ装置を搭載するようにしたものである。

【0026】また、本発明の請求項6に記載のインバータ装置の制御方法は、複数のスイッチング素子から構成され、直流電源に接続されたインバータ装置において、1つの電流検出手段により1キャリア周期中に2つの瞬時電流を検出する瞬時電流検出ステップと、瞬時電流検

出ステップより検出された2つの瞬時電流をもとに電圧ベクトルを出力する電圧ベクトル出力ステップと、電圧ベクトル出力ステップにより出力された電圧ベクトルをもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生させるPWM信号発生ステップと、を備え、PWM信号発生ステップにより発生したPWM信号に基づいて複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたものである。

【0027】また、本発明の請求項7に記載のインバータ装置の制御方法は、瞬時電流検出ステップにより検出された1キャリア周期中の2つの瞬時電流の大きさおよび位相の情報をもとに回転直行座標系のd軸電流およびq軸電流を演算により求めるd-q軸電流演算ステップと、d-q軸電流演算ステップにより求められたd軸電流およびq軸電流をもとに交流座標系の電圧値を演算により求める交流電圧演算ステップと、交流電圧演算ステップにより求められた電圧値をもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたものである。

【0028】

【発明の実施の形態】実施の形態1. 図1は本発明の実施の形態1を表すインバータの構成図である。図において、1は直流電源部、2はインバータ、3aはインバータ2内に構成されるU相上側スイッチング素子、3bはV相上側スイッチング素子、3cはW相上側スイッチング素子、3dはU相下側スイッチング素子、3eはV相下側スイッチング素子、3fはW相下側スイッチング素子、4a~4fはスイッチング素子3a~3fとそれぞれ並列に接続された還流ダイオード、5は複数のスイッチング素子3a~3fおよび複数の還流ダイオード4a~4fにより構成されるインバータ主回路、6は直流ブラシレスモータ、7はインバータの直流部を流れる電流を検出する電流検出手段である。

【0029】8はインバータ主回路5内のスイッチング素子3a~3fをオン・オフ制御するインバータ制御手段、9はインバータ制御手段8内に設けられ、スイッチング素子3a~3fをオン・オフ制御するためのPWM信号を発生するPWM信号発生手段、10Aはインバータ制御手段8内に設けられ、電流検出手段7により検出された瞬時電流情報をもとに、直流ブラシレスモータ6に流入する相瞬時電流を演算により求める相瞬時電流演算手段である。

【0030】10Bは相電流演算手段により演算された2相の電流をもとに3相分の電流を演算により求める3相電流演算手段、11は3相電流演算手段よりの3相分の電流をもとにモータを駆動するための出力電圧指令値を演算により求める電圧指令値演算手段、12は電圧指令値演算手段11により求められた電圧指令値をもとに出力電圧ベクトルを演算する出力電圧ベクトル演算手段、12Aは出力電圧ベクトル演算手段により求められた出力電圧ベクトルよりスイッチング素子のON時間タ

イマ値を演算により求めるタイマ値演算手段である。30はPWM信号のキャリアを発生させるキャリア生成手段、31はキャリア生成手段30より発生したキャリアの情報をもとに現在1キャリア周期のうちの前半なのか、あるいは後半なのかを判断するキャリア前・後半判断手段である。

【0031】図2は本発明のインバータの制御手段におけるPWM信号と電流検出のタイミングを表す図であり、1キャリア周期内に2相分の瞬時電流情報を検出する検出方法及び検出タイミングを示したものである。図において、横軸は時間を表し、縦軸はキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の大きさ、各スイッチング素子の制御用PWM信号のON/OFF状態および検出される電流の大きさを表す。

【0032】Tmaxはキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の最大値でPWM信号のタイマの設定できる最大値、T0はキャリア周期を表す三角波変調用基準信号の最小値でPWM信号のタイマの設定できる最小値である。また、UPはU相上側スイッチング素子3aの制御用PWM信号のON/OFF状態、VPはV相上側スイッチング素子3bの制御用PWM信号のON/OFF状態、WPはW相上側スイッチング素子3cの制御用PWM信号のON/OFF状態、UNはU相下側スイッチング素子3dの制御用PWM信号のON/OFF状態、VNはV相下側スイッチング素子3eの制御用PWM信号のON/OFF状態、WNはW相下側スイッチング素子3fの制御用PWM信号のON/OFF状態を表している。

【0033】ここで、TuはU相PWMタイマ値、TvはV相PWMタイマ値、TwはW相PWMタイマ値であり、三角波変調用基準信号を基準にしてタイマ値が三角波変調用基準信号より大きい場合は、上側スイッチング素子3a~3cの制御用PWM信号はON状態になり、下側スイッチング素子3d~3fの制御用PWM信号はOFF状態になる。逆にこのタイマ値が三角波変調用基準信号より小さい場合は、上側スイッチング素子3a~3cの制御用PWM信号はOFF状態になり、下側スイッチング素子3d~3fの制御用PWM信号はON状態になる。Idcは上記スイッチング素子3aから3fのスイッチング動作により電流検出手段7から検出される直流ブラシレスモータ6に流入する電流を示している。

【0034】また、V0~V7は出力電圧ベクトル演算手段12により出力される電圧ベクトルであり、図3、図4を用いて説明する。図3はインバータの出力するベクトルパターンを示す説明図である。図において、V4はU相に電圧を印加する状態、V3はW相とV相に電圧を印加する状態、V2はV相へ電圧を印加する状態、V5はU相とW相に電圧を印加する状態、V1はW相に電圧を印加する状態、V6はU相とV相に電圧を印加する状態を表す。また、V0、V7はゼロベクトルであり、

V0はどの相にも電圧を印加しない状態で、V7はU相、V相、W相に電圧を印加する状態であり、V0、V7とも相関に電圧は発生しない。

【0035】ここで、V4およびV6の状態のときの各スイッチング素子3a〜3fのON/OFF状態と電流の流れる方向について図4、図5にて説明する。図4はベクトルパターンがV4の時のインバータ2内のスイッチング素子3a〜3fの状態と電流の流れる経路を示す説明図である。また、図5はベクトルパターンがV6の時のインバータ2内のスイッチング素子3a〜3fの状態と電流の流れる経路を示す説明図である。

【0036】図4および図5において、図1と同一または相当部分は同一の番号を付して説明は省略する。6は直流ブラシレスモータ、13は直流ブラシレスモータ6のU相固定子巻き線、14は直流ブラシレスモータ6のV相固定子巻き線、15は直流ブラシレスモータ6のW相固定子巻き線、16は直流ブラシレスモータ6の回転子を示す。

【0037】図4はベクトルパターンがV4のときであり、U相の上側スイッチング素子3aとV相およびW相の下側スイッチング素子3e、3fがONとなる状態である。このときインバータ2を流れる電流は、直流電源1の正側からU相上側スイッチング素子3aを介して直流ブラシレスモータ6のU相巻き線13に至る。そしてV相巻き線14およびW相巻き線15を通過しV相およびW相下側スイッチング素子3e、3fを介して直流電源の負側に流れる。したがって、電流検出手段7において検出される電流は、U相巻き線13より流入してV相巻き線14とW相巻き線15に分かれて流出するため、U相に流入する電流、すなわち $+I_u$ が検出されることになる。ここで、モータ6に流入する場合を正(+)、モータ6より流出する場合を負(-)とする。この $+I_u$ の電流状態をベクトルV4として表す。

【0038】同様に、図5はベクトルパターンV6の場合を表しており、U相およびV相の上側スイッチング素子3a、3bとW相の下側スイッチング素子3fがONとなる状態である。このときインバータ2に流れる電流は、直流電源1の正側からU相およびV相上側スイッチング素子3a、3bを介して、U相巻き線13およびV相巻き線14に至る。そしてW相巻き線15を通りW相下側スイッチング素子3fを介して直流電源の負側に至る。このとき、電流検出手段7において検出される電流は、U相巻き線13およびV相巻き線14より流入してW相巻き線15より流出するため、W相より流出する電流、すなわち $-I_w$ が検出されることになり、この状態をベクトルV6で表すようにしている。

【0039】これらの関係を図8に示した。図8はインバータの出力電圧ベクトルV0〜V7に対応する各スイッチング素子3a〜3fのON/OFFの状態と検出される相電流を表した図である。すなわち、上述したベク

トルパターンV4、V6以外の他のベクトルパターンにおいてもV4、V6と同様であり、各ベクトルパターン時のスイッチング素子3a〜3fのON/OFFの状態は図8のとおりであり、ベクトルパターンV1の時に検出される電流はW相に流入する電流 $+I_w$ であり、ベクトルパターンV2の時に検出される電流はV相に流入する電流 $+I_v$ であり、ベクトルパターンV3の時に検出される電流はU相より流出する電流 $-I_u$ であり、ベクトルパターンV5の時に検出される電流はV相より流出する電流 $-I_v$ となる。

【0040】図2に示すように、1キャリア周期内に発生するPWM信号UP、VP、WP、UN、VN、WNのゼロベクトルV0、V7、つまり、UP、VP、WPが同時にONまたはUP、VP、WPが同時にOFFとなる区間が1キャリア周期内に2回発生する。本実施の形態では、この2つのゼロベクトルV0、V7のうちどちらか一方を1キャリア周期の前半に発生させ、他方を後半に発生させるようにしている。図では、V0を前半に、V7を後半に発生させた場合を示してある。

【0041】図16に示したように従来は、電流検出を行うことのできるタイミングである三角波変調用基準信号の最大値および最小値のポイントの前後が無通電区間すなわちゼロベクトルになっており、電流を検出することができない。そこで、本実施の形態では、ゼロベクトルの発生タイミングをずらして、電流検出を行うことのできるタイミングである三角波変調用基準信号の最大値および最小値のポイントの前後のうちのどちらかがゼロベクトルでないようにして、ゼロ電流を検出せずゼロベクトル以外のベクトルでの電流検出ができるようにしている。すなわち、電流検出後にゼロベクトルを発生させるか、または電流検出前にゼロベクトルを発生させるようにして、電流検出時はゼロベクトルでないようにしている。

【0042】ここでゼロベクトルの発生タイミングをずらす手段の1例について説明する。図16に示すように従来の一般的なインバータにおけるPWM信号と電流検出のタイミングにおいて、たとえば、キャリアの後半に発生するゼロベクトルV0の発生するタイミングを $T_v02$ 時間だけ遅らせて電流検出タイミングである三角波変調用基準信号が最大値となるタイミングよりゼロベクトルV0が発生するように場合について説明する。

【0043】この場合、 $T_v02$ 時間分をキャリア前半では各相のタイマ値 $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ から減じ、キャリア後半ではタイマ値 $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ に加える。これにより、キャリア前半の各相スイッチング素子3a〜3fのON/OFFタイミングが $T_v02$ 時間分だけ遅くなり、また、キャリア後半の各相スイッチング素子3a〜3fのON/OFFタイミングが $T_v02$ 分遅くなる。したがって、ゼロベクトルの発生タイミングを $T_v02$ 時間分だけずらすことが可能となる。このようにすれ

ば、ゼロベクトルV0とV7をそれぞれキャリア1周期の前半と後半に振り分けることが可能となる。このゼロベクトルの発生タイミングをT<sub>v0</sub>2時間だけ遅らせた(ずらした)状態のタイミングチャートが図2である。

【0044】次に、2つのゼロベクトル発生タイミングの所定時間前に電流検出手段7の電流サンプリング時刻を同期させることで、1キャリア周期内に発生するゼロベクトルV0、V7以外のベクトルの時に発生する2つの直流瞬時電流I<sub>dc</sub>を検出することが可能となる。図2ではキャリア周期の前半ではインバータの出力するベクトルパターンがびV6のときに、また、キャリア周期の後半ではインバータの出力するベクトルパターンがびV4のときにそれぞれ直流瞬時電流情報を検出することができる。

【0045】ここで、所定時間とは、ゼロベクトルが発生する前に発生する電圧ベクトルのうちの発生時間の短い方の電圧ベクトルが発生する発生時間よりも短い時間を表している。この所定時間は、図2においてはキャリア前半のゼロベクトルV0の発生前の電圧ベクトルV4およびキャリア後半のゼロベクトルV7の発生前の電圧ベクトルV6のうちの発生時間の短い方の電圧ベクトルであるV4の発生している時間よりも短い時間を表す。ここで、所定時間をV4の発生している時間よりも短い時間に設定したのは、所定時間がV4の発生している時間よりも長ければ、たとえば図2の場合には1キャリア周期の前半と後半で同一の電圧ベクトル(V6)のときあるいはゼロベクトル(V0、V7)のときに瞬時電流を検出することになり、ゼロベクトルでない異なる電圧ベクトルのときの瞬時電流を検出できなくなり、3相分の電流を推定できなくなるためである。また、瞬時電流サンプリング間隔はキャリアの半周期と同じ時間間隔に設定されている。

【0046】ここで、得られた2つの直流瞬時電流と、直流瞬時電流をサンプリングしたタイミングにインバータが出力していたベクトルパターンとから、直流ブラシレスモータ6に流入する相瞬時電流がどの相のものをかを図8より求めることができる。

【0047】また、モータ6に流入する相電流と電流検出手段7で検出される直流電流との関係を図示すると図6のようになる。図6は相電流と直流電流の関係を示した概念図である。図において、横軸は時間を、縦軸は各相を流れる相電流波形および電流検出手段7により検出される直流電流波形を表している。直流電流波形は、相電流波形の負側(一側)の部分が反転した形で全ての相が+側で連なった曲線として表される。

【0048】ベクトルパターンがV0、V7のゼロベクトル時は、U、V、W相の上側スイッチング素子3a、3b、3cが全てオン、あるいはU、V、W相の下側スイッチング素子3d、3e、3fが全てオフとなるため直流電源部1に電流が流れない。したがって、電流検出

手段7では相電流を検出できないため、ゼロベクトルV0、V7が発生する直前に同期させて直流瞬時電流のサンプリングを行うようにしている。ただし、電流サンプリングのタイミングが自由に設定でき、ゼロベクトルでないベクトル時にサンプリングすることが可能なマイコンなどの手段を使用すれば、ゼロベクトル発生直前にサンプリングを行う必要はなく、ゼロベクトルでない2つのベクトルのときであればサンプリングをいつ行っても良い。

10 【0049】通常は以上説明したように、図1における電流検出手段7で検出される電流は、直流電源1の+側から一側に流れる方向を正として検出される。しかしながら、直流ブラシレスモータ6の回生動作時には、電流検出手段7で検出される電流は、上記とは反対方向、すなわち、直流電源1の一側から+側に流れることとなるが、この回生動作時においても同様の相電流検出が可能なのは言うまでもない。

20 【0050】上記の本発明によるインバータの制御動作の流れを図7を用いて説明する。図7は本発明のインバータの制御の流れを表すフローチャート図である。図において、ST1はキャリアの前後半を判断するキャリア前後半判断処理ステップ、ST2はST1にてキャリア前半と判断した場合における直流電流検出ステップ、ST3はST2にて検出した直流電流情報および後述するPWM信号発生ステップST8よりの電圧ベクトル情報によりキャリア前半における相電流を演算して求める相電流演算処理ステップである。

30 【0051】ST10はST1にてキャリア後半と判断した場合における直流電流検出ステップ、ST11はST10にて検出した直流電流情報および後述するPWM信号発生ステップST8よりの電圧ベクトル情報によりキャリア後半における相電流を演算して求める相電流演算処理ステップ、ST4はST3およびST11にて求められた2相分の相電流より3相分の電流を演算して求める3相電流演算ステップである。

40 【0052】ST5は電圧指令値演算処理ステップ、ST6は出力電圧ベクトル演算処理ステップ、ST7はPWMタイマ値演算処理ステップ、ST8はPWM発生処理ステップ、ST9はキャリアの半周期が終了したかどうかを判断するキャリア半周期判断ステップである。

【0053】まず、電流検出手段7により検出された電流値をA/D変換手段(図示せず)によりデジタル値に変換した直後、キャリア前後半判断処理ステップST1により、キャリア周期の前半か後半かを判断する。キャリア前後半判断処理ステップST1の結果が前半であった場合、キャリア前半処理における直流電流検出処理ステップST2においてA/D変換手段によりデジタル値に変換された電流値I<sub>dc1</sub>を検出する。

50 【0054】相電流演算ステップST3では、ST2で得られた直流電流値I<sub>dc1</sub>により得ることのできる相

電流をPWM信号発生ステップST8において出力済の電圧ベクトル $V_a$  ( $V_0 \sim V_7$ のうちのどれかに相当)に基づいて図8に示したインバータ出力ベクトルと相電流の関係より、電圧ベクトルが $V_a$ 時の検出可能な相電流情報より所定の1相の電流を求める。ここで、図8はインバータ出力ベクトルと得られる相電流の関係を表した図であり、インバータの出力する電圧ベクトルが $V_a$  ( $V_0 \sim V_7$ のうちのどれか1つ)のときの検出した直流電流 $I_{dc}$ から得ることのできる電流情報がどの相のものに相当するかを知ることができる。

【0055】また、キャリア前後半判断処理ステップST1の結果が後半であった場合、キャリア後半処理における直流電流検出処理ステップST10においてA/D変換手段によりデジタル値に変換された電流値 $I_{dc2}$ を検出する。

【0056】そして、相電流演算ステップST11では、ST10で得られた直流電流値 $I_{dc2}$ により得ることのできる相電流をPWM信号発生ステップST8において出力済の電圧ベクトル $V_b$  ( $V_0 \sim V_7$ のうちの $V_a$ とは異なるどれか1つに相当)に基づいて図8に示したインバータ出力ベクトルと相電流の関係より、電圧ベクトルが $V_b$ 時の検出可能な相電流情報より所定の1相の電流を求める。そして、ST3およびST11で得られた2相分の電流を用いて、ST4にて直流ブラシレスモータ6の3相分の相電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を演算により求める。

【0057】電圧指令値演算処理ステップST5では、求められた直流ブラシレスモータ6の3相分電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ より、DCブラシレスモータ駆動のための出力電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を演算により求める。出力電圧ベクトル演算処理ステップST6では、ST5で求められた出力電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ より出力電圧ベクトル $V_x^*$ を演算により求める。タイマ値演算ステップST7では、ST6で求められた出力電圧ベクトル $V_x^*$ より各相の上側スイッチング素子のオン時間タイマ値 $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ を演算により求める。PWM発生手段ST8では、三角波変調比較用基準信号とST7で求められた各相のオン時間タイマ値 $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ とを比較し、各スイッチング素子3a $\sim$ 3fのオン・オフ制御のためのPWM信号UP、VP、WP、UN、VN、WNをもとめる。

【0058】ここで、各相オン時間タイマ値演算処理ステップST7では、図9に示すように出力電圧指令より求められた $V_x^*$ を図3に示す $V_0 \sim V_7$ ベクトルのうち $V_x^*$ に近い2つのベクトル $V_a$ 、 $V_b$ およびゼロベクトル $V_0$ 、 $V_7$ に分解する。図9はインバータの出力電圧ベクトルを説明するための図である。この出力電圧ベクトルの関係は図16に示した従来のインバータのタイミングチャートと同等である。図17のように、分割された各出力ベクトル $V_0$ 、 $V_a$  (図中では $V_4$ )、 $V$

b (図中では $V_6$ )、 $V_7$ は三角波変調基準信号の谷あるいは山の部分を中心にしてキャリアの前半部と後半部に分割される。

【0059】しかしながら、従来のように電流検出タイミングの前後ともゼロベクトルであれば、検出できる電流がゼロとなり、相電流を得ることができない。したがって、本発明では、ゼロベクトルの発生タイミングをずらして、ゼロベクトル ( $V_0$ 、 $V_7$ ) でないベクトル ( $V_1 \sim V_6$ ) のときに電流を検出するようにしている。そのためには、キャリア後半の後半部に発生するゼロベクトル $V_0$ をキャリア前半の前半部に発生する $V_0$ に加えてキャリア前半の前半部に $V_0$ をまとめて発生させ、キャリア前半の後半部に発生するゼロベクトル $V_7$ をキャリア後半の前半部にまとめて発生させるようにタイマ値を変更して、ゼロベクトルの発生タイミングをずらしている。

【0060】ここで、ゼロベクトルをずらすためのタイマ値の変更について図2および図17を用いて説明する。たとえば、図17において、キャリア後半の後半部に発生するゼロベクトル $V_0$ をキャリア前半の前半部にずらすためには、上側スイッチング素子3aのOFFタイミングと下側スイッチング素子3dのONタイミングを $T_{v0}$ 2時間だけ遅らせれば良く、そのためには図2に示したようにタイマ設定値 $T_u$ をキャリア後半のみ $T_{v0}$ 2時間だけ大きくし、キャリア前半のみ $T_{v0}$ 2時間だけ小さくすれば良い。すなわち、従来はキャリアの前後半でタイマ設定値は同じであるが、本発明ではタイマ設定値をキャリアの前半と後半で異なるように設定している。

【0061】同様に、タイマ設定値 $T_v$ 、 $T_w$ もキャリアの前半と後半でタイマ設定値をキャリア後半のみ $T_{v0}$ 2時間だけ大きくし、キャリア前半のみ $T_{v0}$ 2時間だけ小さくするようにして、キャリアの前半と後半で設定値が異なるように設定すれば良い。そうすることによって、図2に示すようにゼロベクトル $V_0$ 、 $V_7$ の発生タイミングが $T_{v0}$ 2時間だけ遅れ、結果的にキャリア前半の前半部に $V_0$ は発生し、キャリア後半の前半部に $V_7$ が発生するようになるので、電流を検出した直後にゼロベクトルを発生させるようにすることが可能となり、1キャリア周期中にゼロベクトルでない2つの電流情報を得ることができる。ここで、電流検出手段により1キャリア周期中に検出する瞬時電流は別に2つでなくとも良く、2つ (2回) 以上であれば良く、2つの瞬時電流のみしか必要でない場合はその中から選別して使用すれば良い。

【0062】以上より、1つの電流検出手段で、1キャリア周期中に直流ブラシレスモータに流入する相瞬時電流を少なくとも2回 (2つ) 検出することによって、構造が簡単でしかも検出装置の数を減らすことができるため信頼性の高いインバータ装置が得られる。さらに、2つ

の相瞬時電流のうちゼロベクトルでない異なる2つの相瞬時電流を検出し、2相分の相瞬時電流を演算し、その2相分の瞬時電流より演算（2相の瞬時電流の和の符号を反転させる）することにより、2相以外の他相の瞬時電流を求めることが可能となる。したがって、1つの電流検出手段による簡単構成で3相分の瞬時電流を求めることができるので、構成が簡単で電流検出手段を2つ以上備えたインバータ装置と同等以上の信頼性を有する低コストなインバータ装置が得られる。

【0063】実施の形態2. 図10は実施の形態2におけるインバータ制御手段における制御ブロック図を示す。図において、20は検出した瞬時電流情報をU-V-Wの3相交流座標系から、d-q軸の2相回転直行座標系に変換する3相-2相座標変換手段、21は2相瞬時電流から2相電圧指令値を演算する電圧指令演算手段、22は2相電圧指令値を2相座標系から3相座標系に変換する2相-3相座標変換手段、9は図1で説明したのと同様に電圧指令をPWM信号に変換するPWM信号発生手段である。

【0064】図10に示す制御ブロックの動作を以下に説明する。図1における電流検出手段7により、図2に示したタイミングで検出された2つの瞬時電流値 $I_{dc1}$ および $I_{dc2}$ と、この2つの瞬時電流値を検出したときの電気角の位相 $\theta_1$ および $\theta_2$ とを用いて、3相-2相座標変換手段20にて直流ブラシレスモータ6に流入する相瞬時電流情報をU-V-Wの3相座標系から、d-q軸の2相回転直行座標系の電流値 $I_d$ および $I_q$ に変換する。

【0065】そして、d-q軸2相座標系に変換された瞬時電流値 $I_d$ および $I_q$ を用いて、電圧指令演算手段21により、直流ブラシレスモータ6を駆動するためにインバータ主回路5が出力する電圧指令値 $V_d^*$ および $V_q^*$ を演算により求める。そして電圧指令値 $V_d^*$ および $V_q^*$ は2相-3相座標変換手段22により、d-q軸2相座標系からU-V-Wの3相座標系の相電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に変換される。相電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ はPWM発生手段9によりスイッチング素子3a~3fをオン・オフ制御するためのPWM制御信号UP、VP、WP、UN、VN、WNに変換される。

【0066】ここで、実施の形態2におけるインバータ制御手段の制御の流れについて、図11に示すフローチャートを用いて説明する。図11は本発明のインバータの制御の流れを表すフローチャート図である。

【0067】図において、ST21はキャリアの前後半を判断するキャリア前後半判断処理ステップ、ST22はキャリア前半処理における直流電流検出・電気角位相検出および出力電圧ベクトル検出処理ステップ、ST23はキャリア前半処理における相電流変換処理ステップである。ST25はキャリアの後半処理における、直流

電流検出処理・電気角位相検出処理および出力電圧ベクトル検出処理ステップ、ST26はキャリア後半処理における相電流変換処理ステップ、ST24は3相座標系からd-q軸2相座標系へ変換するd-q座標変換処理ステップである。

【0068】ST31はd-q座標変換処理ステップST24により求められたd-q軸の電流値 $I_d$ 、 $I_q$ により電圧指令値 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ を演算により求める電圧指令値演算処理ステップ、ST32はd-q軸2相座標系の電圧指令値 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ から3相座標系の電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に変換する逆d-q軸変換処理ステップ、ST33は3相座標系の電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ より出力電圧ベクトル $V_x^*$ を演算により求める出力電圧ベクトル演算処理ステップ、ST34はタイマ値演算処理ステップ、ST35はPWM発生ステップである。

【0069】まず、電流検出手段7により検出された電流値をA/D変換手段によりデジタル値に変換した直後、キャリア前後半判断処理ステップST21により、キャリア周期の前半か後半かを判断する。キャリア前後半判断処理ステップST21の結果が前半であった場合、直流電流検出処理・電気角位相検出処理および出力電圧ベクトル検出処理ステップST22においてA/D変換手段によりデジタル値に変換された電流値 $I_{dc1}$ と、電流検出時の電気角位相 $\theta_1$ と、電流をA/D変換した際に出力されていた出力電圧ベクトル $V_a$ （ $V_1 \sim V_6$ のうちの1つ）を保持する。相電流変換手段ステップST23では、ST22で得られた直流電流値 $I_{dc1}$ および出力電圧ベクトル $V_a$ に基づいて図8に示したインバータ出力ベクトルと直流電流の関係より、出力電圧ベクトルが $V_a$ 時の検出可能な相電流情報より所定の1相の電流 $I_{x1}$ を求める。

【0070】キャリア前後半判断処理ステップST21の結果が後半であった場合、直流電流検出処理・電気角位相検出処理および出力電圧ベクトル検出処理ステップST25においてA/D変換手段によりデジタル値に変換された電流値 $I_{dc2}$ と、電流検出時の電気角位相 $\theta_2$ と、電流をA/D変換した際に出力されていた出力電圧ベクトル $V_b$ （ $V_1 \sim V_6$ のうちの $V_a$ で保持されたものを除く1つ）を保持する。相電流変換ステップST26では、ST25で得られた直流電流値 $I_{dc2}$ および出力電圧ベクトル $V_b$ に基づいて図8に示したインバータ出力ベクトルと直流電流の関係より、出力電圧ベクトルが $V_b$ 時の検出可能な相電流情報より所定の1相の電流 $I_{x2}$ を求める。

【0071】そして、d-q座標変換処理ステップST24では、ST23とST26により得られた2相当の電流値 $I_{x1}$ 、 $I_{x2}$ と電流検出時の電気角位相 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ を用いて、直流ブラシレスモータ6の相電流値を3相U-V-W座標系からd-q軸で示される2相回転

直行座標系に変換して、 $d-q$ 座標系での電流値  $I_d$ 、 $I_q$  を演算により求める。

【0072】次に電圧指令値演算処理ステップST31では $d-q$ 座標系の電流値  $I_d$ 、 $I_q$  より直流ブラシレスモータ6を駆動するための $d-q$ 座標系の電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を演算により求める。そして逆 $d-q$ 変換処理ステップST32で、 $d-q$ 座標系の電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を3相座標系に変換し3相座標系の電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  を演算により求める。

【0073】ここで、逆 $d-q$ 座標変換処理ステップST32では、電圧指令値の出力が、実際の出力電圧に反映されるまでの時間を考慮し、図12に示すようにフィードフォワード出力とし、実際に出力電圧に反映される位相 $\theta_3$ を用いて2相-3相座標変換を行う。図8はインバータ制御ブロックにおける座標変換用電気角位相 $\theta$ とキャリアとの関係を示すタイミングチャート図である。図において、横軸は電流検出時と出力時の電気角のタイミングを、縦軸は基準信号の大きさを表している。

【0074】三角波変調用基準信号の谷部で1相分の電流を検出（そのときの電気角が $\theta_1$ ）し、また、三角波変調用基準信号の山部で1相分の電流を検出（そのときの電気角が $\theta_2$ ）したとすると、電圧指令値が実際の出力電圧に反映されるまでには演算時間などが必要であり、これらの時間を考慮して出力電圧に反映可能な電気角（ $\theta_3$ ）を決定している。

【0075】出力電圧ベクトル演算処理ステップST33は、ST32で得られた電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  より出力電圧ベクトル  $V_x^*$  を演算により求める。タイマ値演算処理ステップST34では、ST33で得られた出力電圧ベクトル  $V_x^*$  より各相の上側スイッチング素子のオン時間タイマ値  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$  を演算により求める。PWM発生ステップST35では、三角波変調比較用基準信号と各相オン時間タイマ値  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$  とを比較し、各スイッチング素子3a~3fのオン・オフ制御のためのPWM信号UP、VP、WP、UN、VN、WNをもとめる。

【0076】ここで、タイマ値演算処理ステップST34では、図9に示すように出力電圧指令より求められた  $V_x^*$  を図3に示したベクトルのうち  $V_x^*$  に近い2ベクトル  $V_a$ （ $V_1 \sim V_6$ のうちの1つ）、 $V_b$ （ $V_1 \sim V_6$ のうちの  $V_a$  を除く1つ）およびゼロベクトル  $V_0$ 、 $V_7$  に分解する。この関係は図17に示した従来のインバータのタイミングチャートと同等である。図17のように、分割された各出力ベクトル  $V_0$ 、 $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_7$  は三角波変調基準信号の谷あるいは山の部分を中心にキャリアの前半部と後半部に分割される。

【0077】このとき、キャリアの後半の後半部に発生するゼロベクトル  $V_0$  をキャリア前半の前半部に発生する  $V_0$  に加えて発生させ、さらに、キャリア前半の後半

部に発生するゼロベクトル  $V_7$  をキャリア後半の前半部に発生させるようにすることで、ゼロベクトルの発生タイミングをずらし電流検出タイミングの前後がゼロベクトルとなってゼロ電流を検出しないで1キャリア周期中に2つ相電流を検出することが可能となる。

【0078】ここで、相電流情報をもとに位置センサレスで電圧指令値を求める電圧指令値演算ステップST31で用いられる演算手段の一実施例を図13に示す。図13は位置センサレス180度通電（正弦波通電）方式の電圧指令値演算ステップにおける構成の一例を表すブロック図である。図において、20は3相-2相座標変換手段、21は電圧指令値演算手段、22は $d-q$ 座標系から3相座標系に変換する2相-3相座標変換手段、50は速度指令値  $f^*$  と推定速度  $f$  とを比較し速度誤差  $f_{err}$  を求める速度比較手段、51は速度比較手段50で求められた誤差  $f_{err}$  を用いて  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  を演算により求め直流ブラシレスモータの速度制御を行う速度制御手段である。

【0079】52は  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  と  $q$  軸電流値  $I_q$  とを比較しその誤差  $I_{qerr}$  を求める  $q$  軸電流比較手段、53は  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  と  $d$  軸電流を比較しその誤差  $I_{der}$  を求める  $d$  軸電流比較手段、54は  $d$  軸電流誤差  $I_{der}$  および  $q$  軸電流誤差  $I_{qerr}$  より  $d$  軸および  $q$  軸の電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を演算により求め電流制御を行う電流制御手段、55は3相-2相座標変換手段20により求められた  $d-q$  軸電流  $I_d$ 、 $I_q$  より直流ブラシレスモータ6の固定子16の磁極位置  $\theta$  および回転速度  $f$  を推定する速度・位置推定手段である。

【0080】以上のように構成されたインバータの制御動作を図13を用いて以下に説明する。まず、3相-2相座標変換手段20により  $d-q$  座標系の電流  $I_d$ 、 $I_q$  を求める。速度・位置推定手段55では、 $d-q$  軸電流値  $I_d$ 、 $I_q$  より直流ブラシレスモータ6の固定子16の磁極位置  $\theta$  および回転速度  $f$  を演算により推測する。

【0081】速度比較手段50では、速度・位置推測手段55より求められた回転子16の回転速度  $f$  と予め外部より与えられている（インバータ装置を搭載する装置の制御装置などからあらかじめ与えられる）回転速度指令値  $f^*$  とを比較し、その誤差  $f_{err}$  を求める。速度制御手段51では速度誤差  $f_{err}$  から比例積分制御により  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  を求める。 $q$  軸電流比較手段52では  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  と  $q$  軸電流  $I_q$  とを比較しその誤差  $I_{qerr}$  を求める。 $d$  軸電流比較手段53では  $d$  軸電流  $I_d$  と予め外部より与えられている（インバータ装置を搭載する装置の制御装置などからあらかじめ与えられる） $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  とを比較しその誤差  $I_{der}$  を求める。

【0082】電流制御手段54は  $I_{der}$  及び  $I_{qerr}$



$r$  からそれぞれ比例積分制御により  $d-q$  軸電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を求める。そして 2 相-3 相座標変換手段 22 では、 $d-q$  軸電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  をもとに 3 相座標系の電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  を演算により求める。

【0083】ここで 3 相-2 相座標変換手段 20 では前述したように変換時に用いる電気角  $\theta$  としては  $\theta_1$  および  $\theta_2$  を用いる。同様に、2 相-3 相座標変換手段 22 では前述したように変換時に用いる電気角  $\theta$  としては  $\theta_3$  を用いるようにしている。

【0084】本発明による電流検出手段では、2 つの瞬時電流を検出するタイミングが異なるため、3 相-2 相座標変換手段 20 において、2 つの瞬時電流  $I_{dc1}$  および  $I_{dc2}$  を検出した電気角位相  $\theta_1$  および  $\theta_2$  を使用し、座標変換を行う。また、2 相-3 相座標変換手段 22 に用いる電気角位相  $\theta_3$  は、図 12 に示すように、電圧指令値演算手段 21 により求められた電圧指令が実際のインバータ主回路 5 の出力に反映されるまでの電気角位相を考慮した位相としている。このように、実際に反映可能な電気角位相で反映されるので、2 つの瞬時電流検出時間の差および演算時間などの時間遅れによる直流ブラシレスモータの駆動へ与える悪影響を極力抑えることが可能となる。

【0085】本発明によるインバータでは、従来方式のインバータでは電流検出手段を 2 つ以上必要としていたものを直流電流部分に 1 つ設ければ良い構成としている。したがって、起動時は、直流ブラシレスモータ 6 の固定子巻き線に流入する電流が小さくなるため、電流検出手段 7 により検出される直流電流も小さい値となる。このため、電流の検出誤差が大きくなり、適正な制御が行われず、直流ブラシレスモータ 6 を適正に駆動することが困難となる場合がでてくる。

【0086】このような場合には、起動時電流検出手段 7 により検出される直流電流値を用いずに、オープンループにて直流ブラシレスモータを起動するようにする。起動後直流ブラシレスモータが所定の動作条件になった後に直流電流値をフィードバックすることで、起動時でも適正な制御が可能となる。

【0087】また、PWM 信号の状態として 1 キャリア周期に生じるゼロベクトル  $V_0$ 、 $V_7$  以外の 2 つのベクトル  $V_a$ 、 $V_b$  のうちどちらか一つのベクトルの発生時間が極端に短くなってしまうか、あるいはほとんど発生しない場合が起こることがある。このような状況では、発生時間の短いベクトル時に検出される電流値は、出力ベクトルが変化した際の過渡的な電流値を検出することとなり、この情報からは正確な相電流を求めることが困難となる。この不正確な検出結果は制御に対して外乱となり、直流ブラシレスモータの駆動に悪影響を与えることとなる。

【0088】したがって、本実施の形態では、発生時間

の短いベクトル時に電流を検出した場合で、その電流値と前回の検出値との差が所定の値より大きい場合は、過渡的な電流値として取り扱い前回の検出値を用いるようにすることで適正な制御を行うことが可能となる。また、検出された電流値から求められる相電流値にフィルタを用いて、直流電流の検出誤差による外乱を除去するようにすればさらに有効となる。特に、直流電流から求められた相電流を  $d-q$  軸座標系に変換して用いる場合、3 相座標系での基本波交流分は  $d-q$  軸座標系では直流として扱うことが可能となるため、よりフィルタを用いることが容易となる。

【0089】実施の形態 3. 図 14 に実施の形態 3 におけるインバータの構成図を示す。図 14 において、図 1 と同等部分は同一の符号を付して説明を省略する。実施の形態 1 および実施の形態 2 では直流ブラシレスモータ 6 に適用した場合について説明したが、本実施の形態では誘導電動機に適用した場合について説明する。図 14 において、56 は誘導電動機であり、誘導電動機 56 を駆動するインバータの構成は、図 1 で説明した直流ブラシレスモータ 6 を駆動するインバータの構成と同等であり、直流ブラシレスモータ 6 の代わりに誘導電動機 56 を駆動するようにしたものである。この場合の制御の流れは、実施の形態 2 で説明した図 11 のフローチャートと同等であり、図 11 と同一の部分の説明は省略する。

【0090】本実施の形態においては、図 11 における電圧指令値演算処理ステップ ST31 の内容が異なる。誘導電動機 56 の速度センサレス制御を行う場合の電圧指令値演算処理ステップ ST31 の構成例を図 15 に示す。図 15 は本実施の形態 3 の 1 例を示す電圧指令値演算手段の構成を表す図である。

【0091】図 15 において、20 は 3 相-2 相座標変換手段、21 は電圧指令値演算手段、22 は  $d-q$  座標系から 3 相座標系に変換する 2 相-3 相座標変換手段、57 は推定回転速度  $\omega_r$  と予め外部より与えられている（インバータ装置を搭載する装置の制御装置などからあらかじめ与えられる）回転速度指令値  $\omega_r^*$  とを比較し回転速度誤差  $\omega_{err}$  を求める回転速度比較手段、51 は回転速度比較手段 57 で求められた回転速度指令値  $\omega_r^*$  と推定回転速度  $\omega_r$  との誤差  $\omega_{err}$  を用いて  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  を演算により求め直流ブラシレスモータの速度制御を行う回転速度制御手段、52 は  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  と  $q$  軸電流値  $I_q$  とを比較しその誤差  $I_{qerr}$  を求める  $q$  軸電流比較手段である。

【0092】53 は  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  と  $d$  軸電流を比較しその誤差  $I_{der}$  を求める  $d$  軸電流比較手段、54 は  $d$  軸電流誤差および  $q$  軸電流誤差より  $d$  軸および  $q$  軸の電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  を演算により求め電流制御を行う電流制御手段、58 は  $d-q$  軸電流  $I_d$ 、 $I_q$  及び  $d-q$  軸電圧指令値  $V_d^*$ 、 $V_q^*$  より誘導電動機 56 の回転速度  $\omega_r$  とすべり速度  $\omega_s$  を推定する速



度推定手段、59は回転速度 $\omega_r$ とすべり速度 $\omega_s$ を加え電気角速度を求める加算器、60は電気角速度を時間積分して電気角位相を得る積分器である。

【0093】以上のように構成された場合の動作を図15にて説明する。まず、電気角位相 $\theta$ を用いて3相-2相座標変換手段20によりd-q座標系の電流 $I_d$ 、 $I_q$ を求める。速度推定手段58には、d-q軸電流値 $I_d$ 、 $I_q$ およびd-q軸電圧指令値 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ より誘導電動機56の回転速度 $\omega_r$ とすべり速度 $\omega_s$ を推定する。

【0094】速度比較手段57では、速度推定手段58より求められた回転速度 $\omega_r$ と回転速度指令値 $\omega_r^*$ とを比較し、その誤差 $\omega_{err}$ を求める。速度制御手段51では速度誤差 $\omega_{err}$ から比例積分制御によりq軸電流指令値 $I_q^*$ を求める。q軸電流比較手段52ではq軸電流指令値 $I_q^*$ とq軸電流 $I_q$ とを比較しその誤差 $I_{qerr}$ を求める。d軸電流比較手段53ではd軸電流指令値 $I_d^*$ とd軸電流 $I_d$ とを比較しその誤差 $I_{der}$ を求める。

【0095】電流制御手段54は $I_{der}$ 及び $I_{qerr}$ からそれぞれ比例積分制御によりd-q軸電圧指令値 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ を求める。加算器59では回転速度 $\omega_r$ とすべり速度 $\omega_s$ を加えて1次電気角速度を求める。積分器60では1次電気角速度を積分し電気角位相 $\theta$ を求める。2相-3相座標変換手段22では、 $\theta$ を用いてd-q軸電圧指令値 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ を3相座標系の電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を演算により求める。

【0096】誘導電動機を駆動するインバータにおいて、トルク制御を行う場合あるいは速度センサを用いて速度制御を行う場合あるいはセンサレスにて速度制御を行う場合は誘導電動機に流入する相電流を検出する必要があるため、従来は図16に示すように直流ブラシレスモータ駆動用インバータのように相電流検出のための電流検出手段が2つ(7a、7b)必要となっていた。しかし、本発明によるインバータを用いれば、直流電源1とインバータ2との間に電流検出手段7を1つ用いれば良く構造が簡単のため信頼性が高く低コストのインバータが得られる。

【0097】以上のように本発明では、モータの種類として直流ブラシレスモータあるいは誘導電動機について説明したが、モータに流入する相瞬時電流を検出して、その検出値をもとにモータに印加する電圧指令値を求めることで制御されるモータ(例えばスイッチドリクタンズモータなど)であれば、本発明のインバータを適用することが可能となり、高信頼性でありながら低コスト化が図れる。

【0098】また、本実施の形態1~3で説明したモータを使用した製品を本発明のインバータ装置で制御するようにすれば、インバータ装置自体の電流検出手段が1

つで済むため安価でかつ小形にできるので、製品自体が小型・軽量化できる。また、設置場所を選ばない設置自由度の高い製品および圧縮機駆動装置を得ることができる。さらに、電流検出手段が1つで良くなるので、小形で部品の故障に対する信頼性の高い製品や圧縮機駆動装置を得ることができる。また、冷蔵庫や空調装置などの圧縮機やファンなどモータを有する冷凍・空調装置に搭載すれば、小形で設置場所を選ばない信頼性の高い製品が得られる。

#### 10 【0099】

【発明の効果】以上のように、本発明の請求項1のインバータ装置は、直流電力を供給する直流電源と、複数のスイッチング素子から構成され、直流電源に接続されたインバータ主回路と、直流電源と前記インバータ主回路との間に接続され、瞬時電流を検出する1つの電流検出手段と、1つの電流検出手段により検出される瞬時電流をもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生するPWM信号発生手段と、を備え、PWM信号の1キャリア周期中に少なくとも2回の瞬時電流を検出するようにしたので、一つの電流検出手段で、1キャリア周期に少なくとも2つの瞬時電流情報を検出することができ、構造が簡単で信頼性の高いインバータ装置が得られる。

【0100】本発明の請求項2のインバータ装置は、1つの瞬時電流情報をPWM信号の1キャリア周期の前半に検出し、残りの瞬時電流情報を1キャリア周期の後半に検出する1つの電流検出手段と、PWM信号の1キャリア周期中における2つの電圧ゼロベクトルのうちのどちらか一方を1キャリア周期の前半に発生させ、残りの電圧ゼロベクトルを1キャリア周期の後半に発生させる電圧ベクトル発生手段と、を備え、電圧ゼロベクトルを発生させるタイミングの所定時間前に瞬時電流を検出するタイミングを同期させるようにしたので、一つの電流検出手段で、電圧ゼロベクトル以外の2つの瞬時電流情報を検出できるため、電流検出手段を2つ以上備えたインバータ装置と同等の信頼性を有し、簡単な構造でしかも低コストなインバータ装置が得られる。

【0101】本発明の請求項3のインバータ装置は、インバータ主回路の出力側に同期電動機あるいは誘導電動機を接続して駆動するようにしたので、モータ選定の自由度の高い低コストで信頼性の高いインバータ装置が得られる。

【0102】本発明の請求項4の圧縮機駆動装置は、請求項1乃至請求項3のうちの1項に記載のインバータ装置を搭載するようにしたので、小型で搭載場所の自由度の高い圧縮機駆動装置が得られる。

【0103】本発明の請求項5の冷凍・空調装置は、請求項1乃至請求項3のうちの1項に記載のインバータ装置を搭載するようにしたので、小型で設置場所の自由度の高い冷凍・空調装置が得られる。

【0104】本発明の請求項6のインバータ装置の制御方法は、複数のスイッチング素子から構成され、直流電源に接続されたインバータ装置において、1つの電流検出手段により1キャリア周期中に2つの瞬時電流を検出する瞬時電流検出ステップと、瞬時電流検出ステップより検出された2つの瞬時電流をもとに電圧ベクトルを出力する電圧ベクトル出力ステップと、電圧ベクトル出力ステップにより出力された電圧ベクトルをもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するためのPWM信号を発生させるPWM信号発生ステップと、を備え、PWM信号発生ステップにより発生したPWM信号に基づいて複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたので、1つの電流検出手段で1キャリア周期中に検出した2つの瞬時電流情報から三相瞬時電流情報が得られ、小型で低コストで信頼性の高いインバータ装置の制御方法が得られる。

【0105】本発明の請求項7のインバータ装置の制御方法は、瞬時電流検出ステップにより検出された1キャリア周期中の2つの瞬時電流の大きさおよび位相の情報をもとに回転直交座標系のd軸電流およびq軸電流を演算により求めるd-q軸電流演算ステップと、d-q軸電流演算ステップにより求められたd軸電流およびq軸電流をもとに交流座標系の電圧値を演算により求める交流電圧演算ステップと、交流電圧演算ステップにより求められた電圧値をもとに複数のスイッチング素子をオン・オフ制御するようにしたので、一つの電流検出手段で1キャリア周期中に異なるタイミングで検出される2つの瞬時電流の位相差情報より、d-q軸2相座標系の瞬時電流を求めることができ、2つの瞬時電流の検出タイミングが異なることによるモータ駆動への悪影響を抑えることができるインバータ装置の制御方法が得られる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1を表すインバータの構成図である。

【図2】 本発明の実施の形態1によるPWM信号と電流検出タイミングを表す図である。

【図3】 本発明の実施の形態1によるインバータの出力するベクトルパターンを示す説明図である。

【図4】 本発明の実施の形態1におけるベクトルパターンV4時のインバータのスイッチング素子の状態と電流経路を示す説明図である。

【図5】 本発明の実施の形態1におけるベクトルパターンV6時のインバータのスイッチング素子の状態と電流経路を示す説明図である。

【図6】 本発明の実施の形態1における相電流と直流電流の関係を示した概念図である。

【図7】 本発明の実施の形態1におけるインバータ制御の流れを示すフローチャートである。

【図8】 本発明の実施の形態1におけるインバータの出力電圧ベクトルV0～V7に対応する各スイッチング

素子3a～3fのON/OFFの状態と検出される相電流の関係を表した図である。

【図9】 本発明の実施の形態1における出力ベクトルを説明するためのベクトル図である。

【図10】 本発明の実施の形態2におけるインバータ制御手段による制御ブロック図である。

【図11】 本発明の実施の形態2におけるインバータの制御の流れを表すフローチャート図である。

【図12】 本発明の実施の形態2における座標変換用電気角位相 $\theta$ とキャリアとの関係を示すタイミングチャート図である。

【図13】 本発明の実施の形態2における直流ブラシレスモータ駆動インバータにおける電圧指令値演算手段の構成の1例を表すブロック図である。

【図14】 本発明の実施の形態3におけるインバータの構成図である。

【図15】 本発明の実施の形態3における誘導電動機駆動インバータにおける電圧指令値演算手段の構成を表すブロック図である。

【図16】 従来の一般的なインバータの構成を表す図である。

【図17】 図16に示す従来の一般的なインバータのPWM信号および電流検出タイミングを表すタイミング図である。

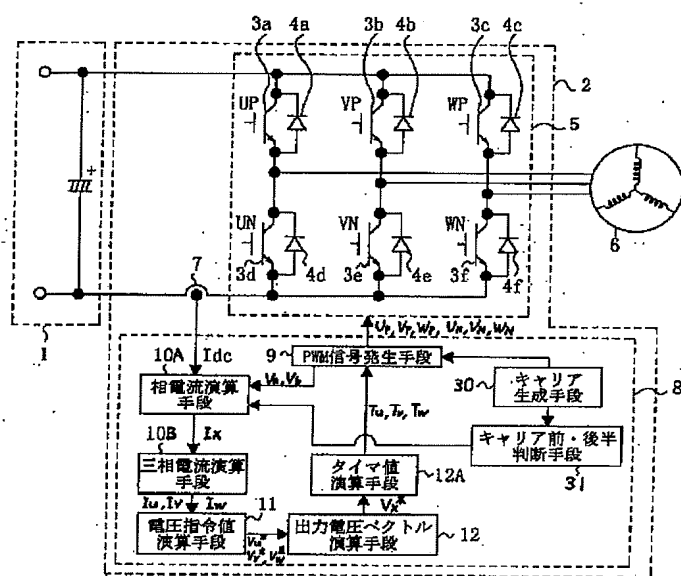
【図18】 図16に示す従来の一般的なインバータのd-q軸変換によるインバータ制御ブロックの一例を表す図である。

【図19】 従来の一般的な直流ブラシレスモータ駆動用インバータを表す構成図である。

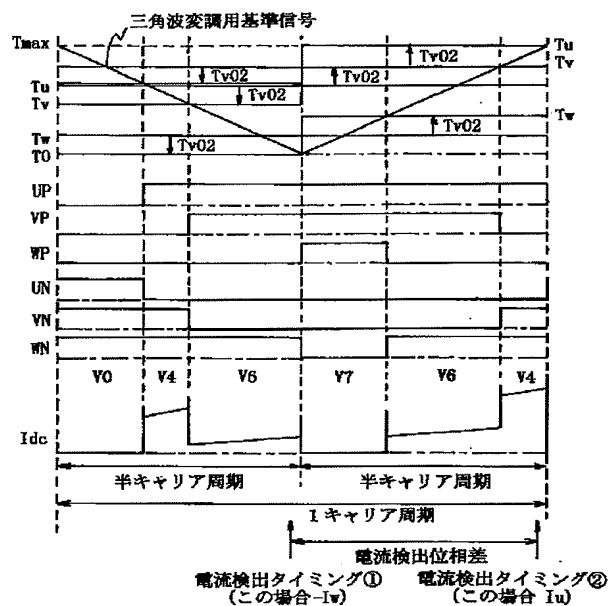
#### 【符号の説明】

1 直流電源部、2 インバータ、3 a U相上側スイッチング素子、3 b V相上側スイッチング素子、3 c W相上側スイッチング素子、3 d U相下側スイッチング素子、3 e V相下側スイッチング素子、3 f W相下側スイッチング素子、4、4 a、4 b、4 c、4 d、4 e、4 f 還流ダイオード、5 インバータ主回路、6 直流ブラシレスモータ、7 電流検出手段、8 インバータ制御手段、9 PWM発生手段、10 A 相瞬時電流演算手段、10 B 3相電流演算手段、11 電圧指令値演算手段、12 出力電圧ベクトル演算手段、12 A タイマ値演算手段、13 U相固定子巻き線、14 V相固定子巻き線、15 W相固定子巻き線、16 回転子、20 3相-2相座標変換手段、21 電圧指令値演算手段、22 2相-3相座標変換手段、50 速度比較手段、51 速度制御手段、52 q軸電流比較手段、53 d軸電流比較手段、54 電流制御手段、55 速度・位置推定手段、56 誘導電動機、57 速度比較手段、58 速度推定手段、59 加算器、60 積分器。

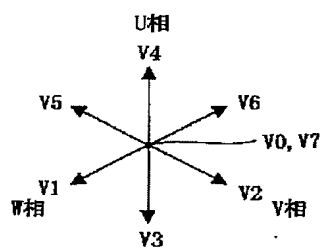
【図1】



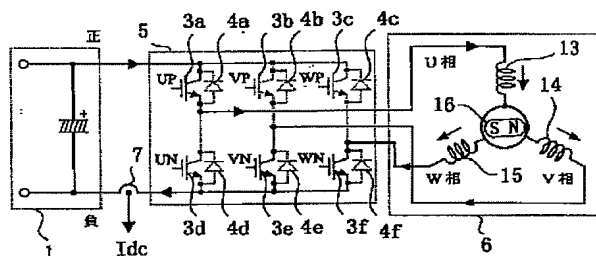
【図2】



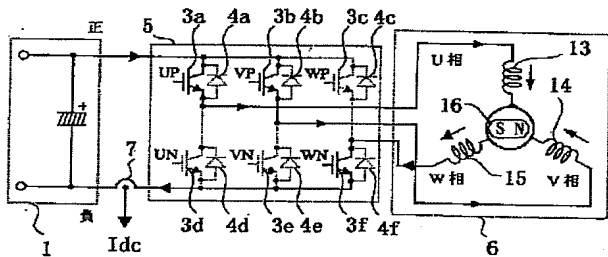
【図3】



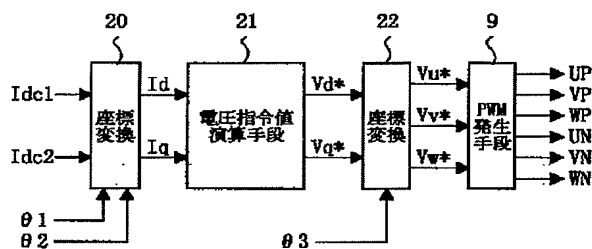
【図4】



【図5】

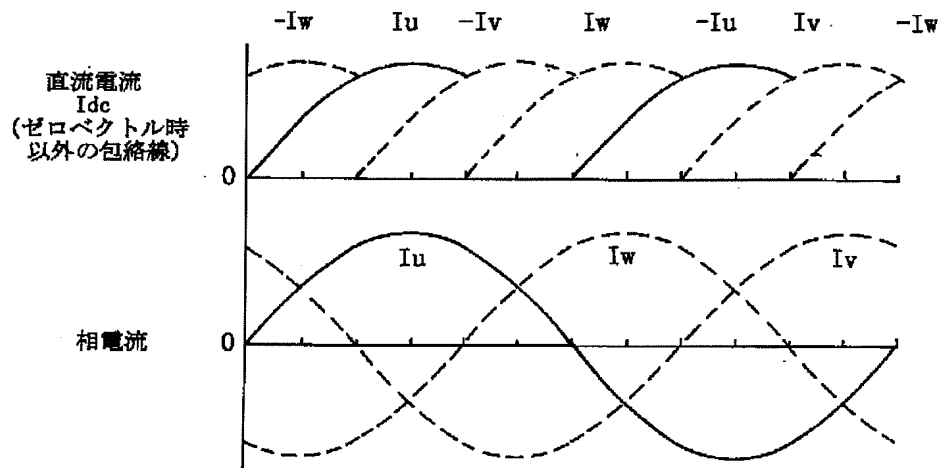


【図10】



$T_{max}$ : PWM タイマ最大値  
 $T_u, T_v, T_w$ : 各相 PWM タイマ値  
 $T_0$ : PWM タイマ最小値  
 $V_0 \sim V_7$ : 電圧ベクトル  
 $UP, VP, WP, UN, VN, WN$ : スイッチング素子制御信号  
 $I_{dc}$ : 直流電流

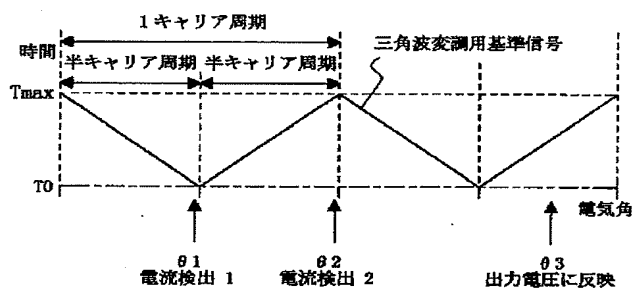
【図6】



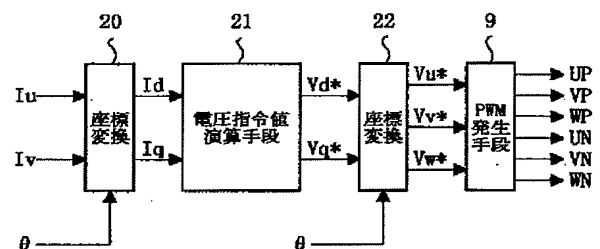
【図8】

インバータ出力 電圧ベクトル	スイッチング素子状態						直流電流 $I_{dc}$ から得られる 相電流情報
	U相		V相		W相		
	上	下	上	下	上	下	
V0	off	on	off	on	off	on	不定
V1	off	on	off	on	on	off	$I_w$
V2	off	on	on	off	off	on	$I_v$
V3	off	on	on	off	on	off	$-I_u$
V4	on	off	off	on	off	on	$I_u$
V5	on	off	off	on	on	off	$-I_v$
V6	on	off	on	off	off	on	$-I_w$
V7	on	off	on	off	on	off	不定

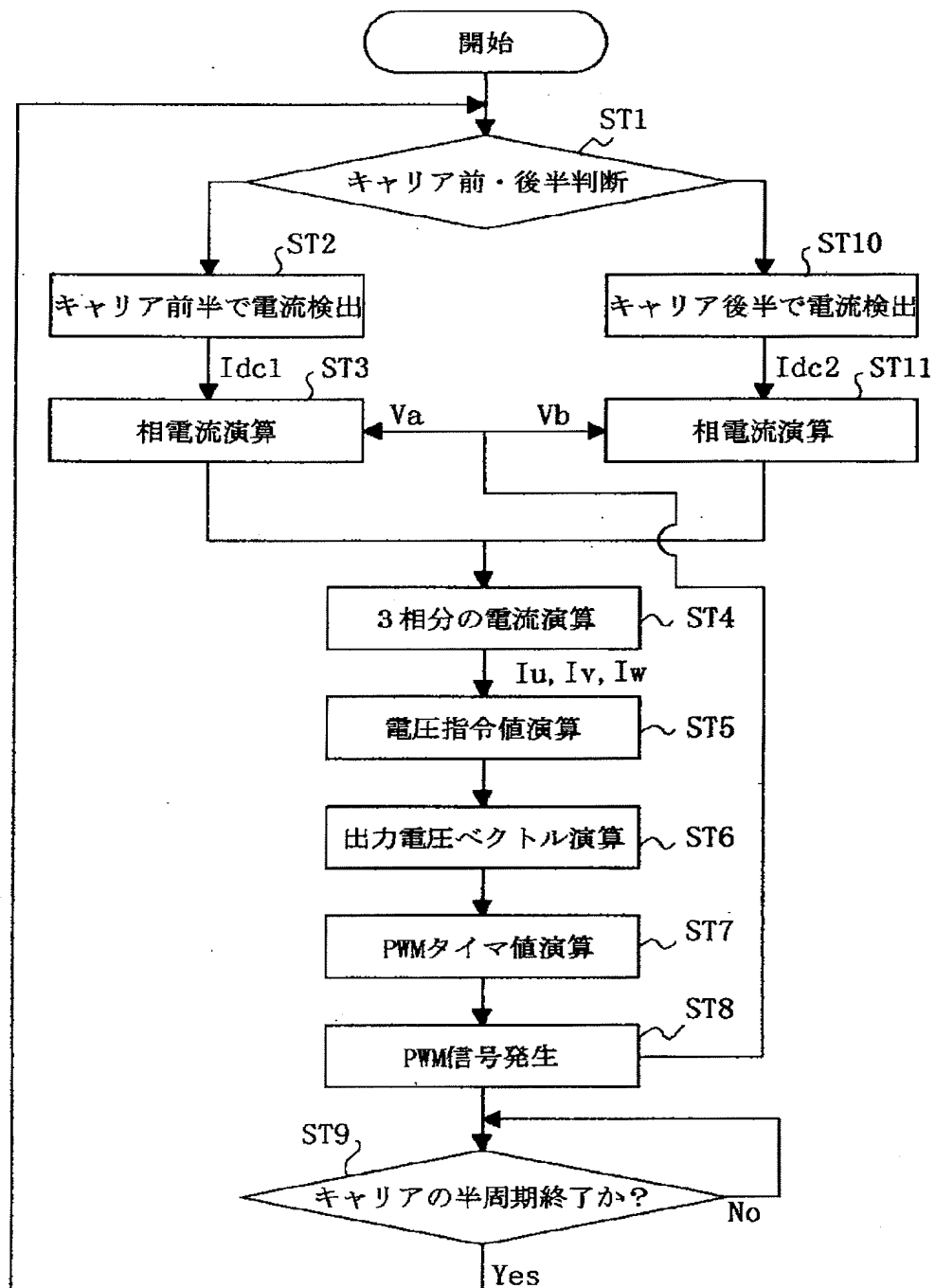
【図12】



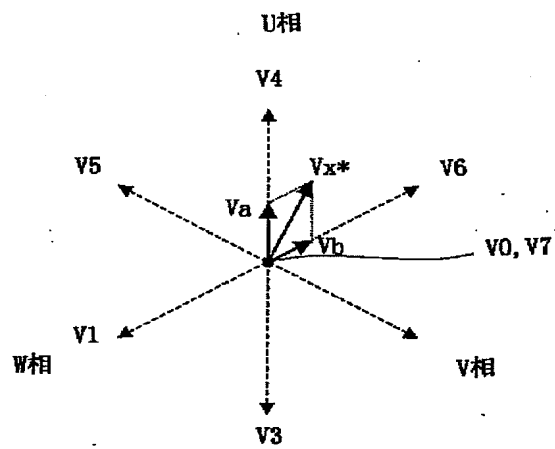
【図18】



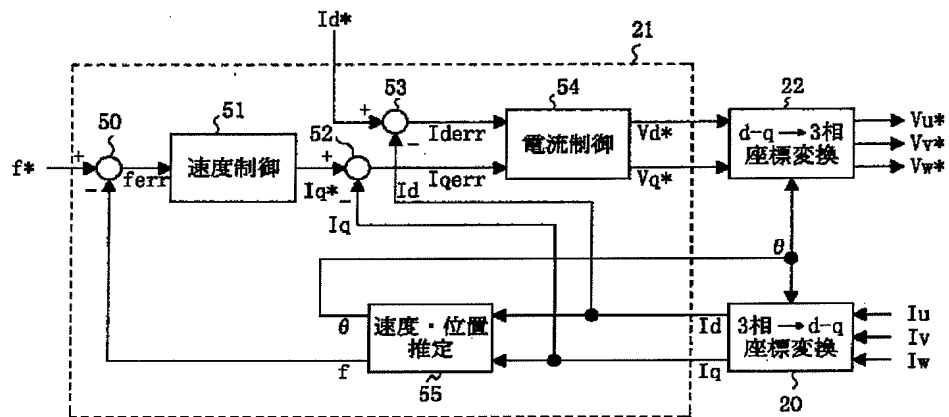
【図 7】



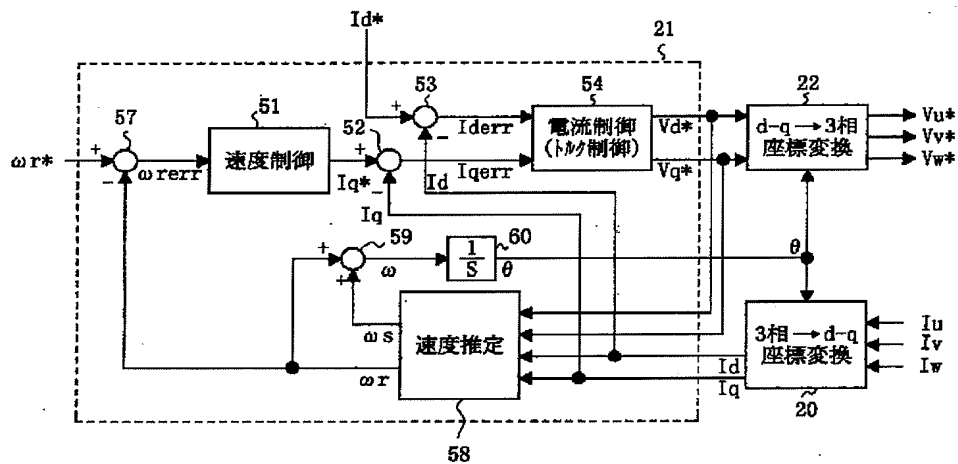
【図9】



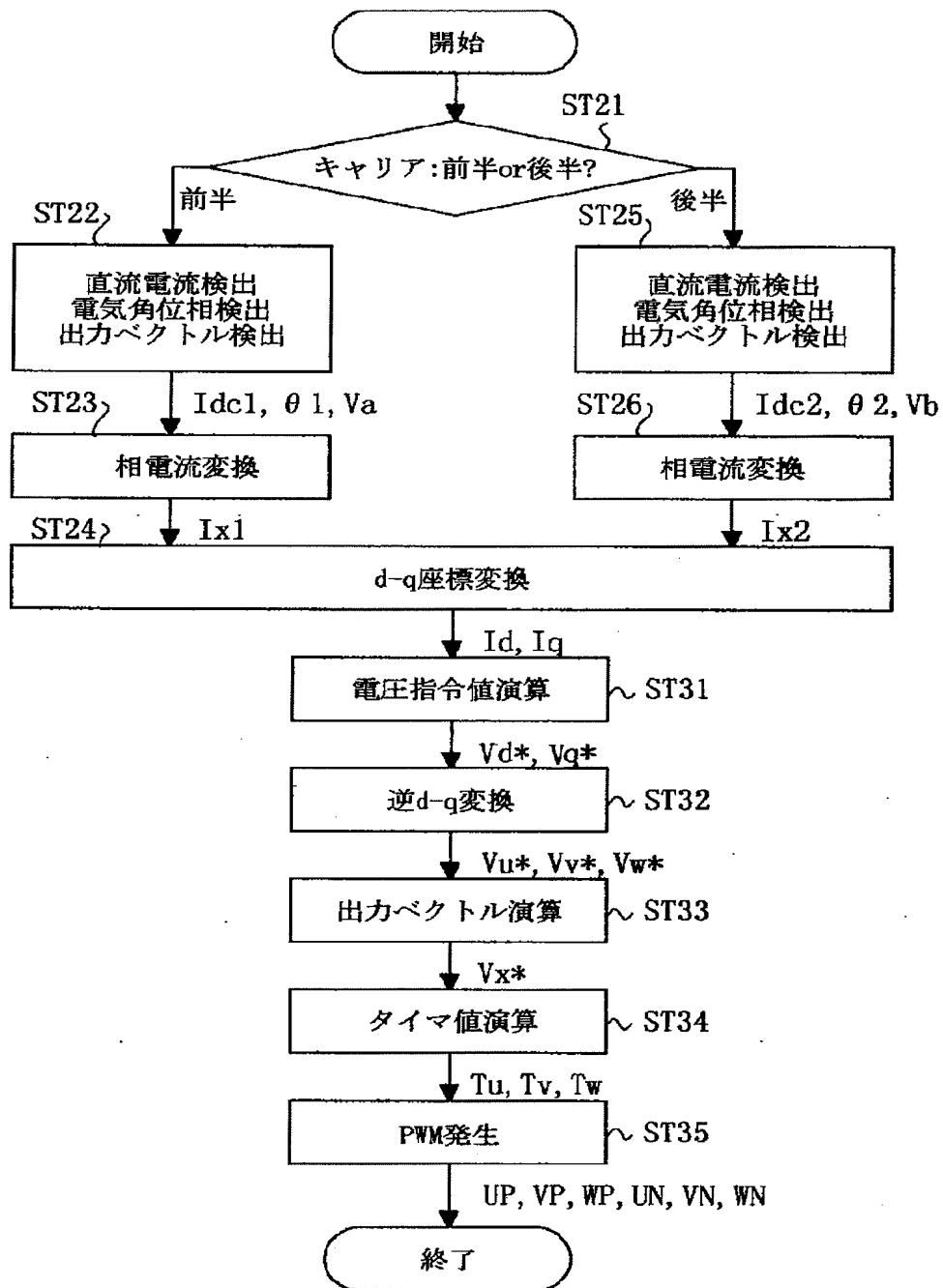
【図13】



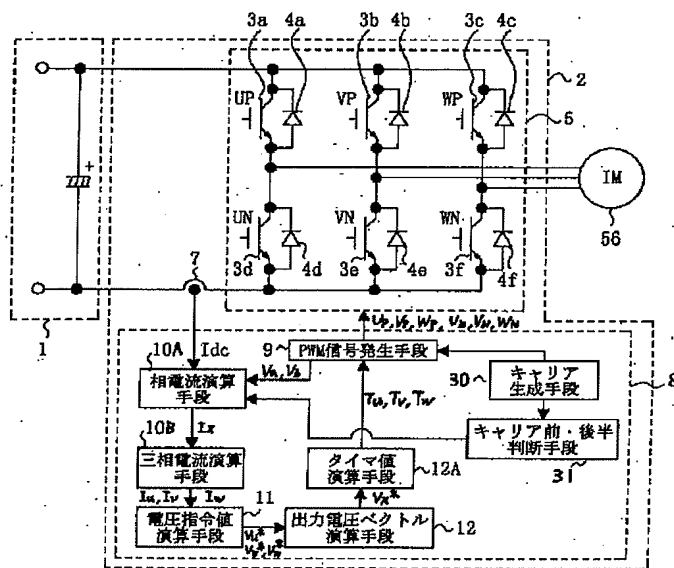
【図15】



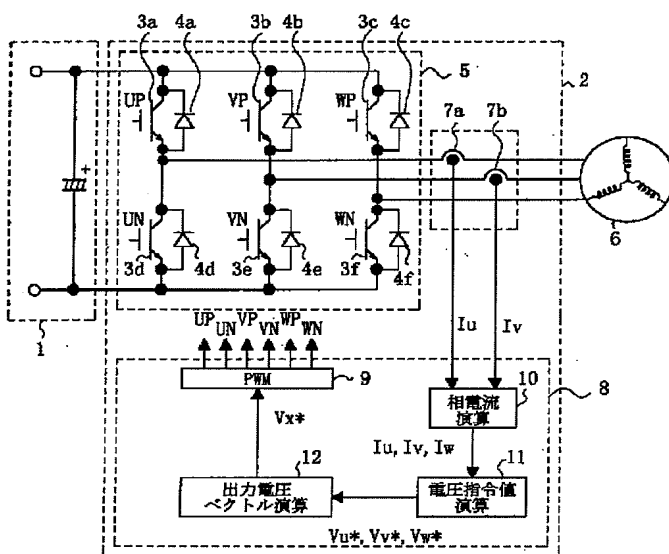
【図11】



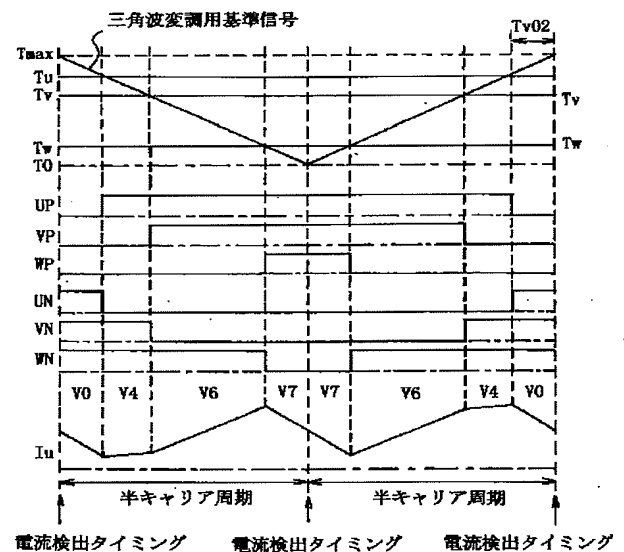
【図14】



【図16】



【図17】



Tmax: PWMタイマ最大値

Tu, Tv, Tw: 各相PWMタイマ値

T0: PWMタイマ最小値

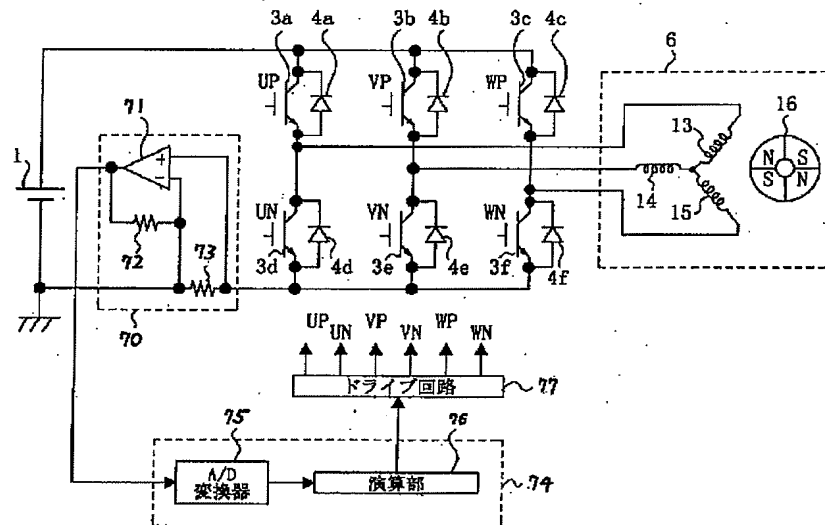
V0~V7: 電圧ベクトル

UP, VP, WP, UN, VN, WN: スwitchング素子制御信号

Iu: U相電流



【図 19】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H 0 2 P 21/00		H 0 2 P 5/41	3 0 2 L 5 H 5 7 5
5/41	3 0 2		3 0 3 Z 5 H 5 7 6
	3 0 3	F 2 4 F 11/02	1 0 2 W
6/16		H 0 2 P 5/408	A
6/06		6/02	3 4 1 N
// F 2 4 F 11/02	1 0 2		3 4 1 J

F ターム(参考) 3H021 AA01 BA20 CA07 DA06 EA08  
EA12  
3H045 AA09 AA12 AA25 AA27 BA28  
CA21 DA07 EA34 EA38  
3L060 AA01 CC10 EE04  
5H007 AA00 AA01 AA06 BB06 CA01  
CB02 CB05 CC01 DA03 DA05  
DB02 DB13 DC02 DC07 EA15  
5H560 AA02 BB04 BB07 BB12 DA12  
DB12 DC12 EB01 EC01 EC10  
HB02 RR10 SS01 TT01 TT08  
TT20 UA06 XA02 XA04 XA12  
XA13  
5H575 AA06 BB02 BB03 BB04 DD03  
DD05 DD06 GG02 GG04 HA08  
HB20 JJ03 JJ04 JJ05 JJ12  
JJ16 JJ18 JJ22 LL12 LL22  
LL31 LL50  
5H576 AA10 BB02 BB03 BB04 CC01  
DD02 DD04 DD07 EE01 EE11  
GG02 GG04 HA02 HB02 JJ03  
JJ04 JJ05 JJ08 JJ12 JJ16  
JJ18 JJ22 LL14 LL22 LL30  
LL41